

5

Ján Vittek - Juraj Altus - Bernard Bednárík
Rastislav Tabaček - Stephen J. Dodds - Roy Perryman
**VÝSKUM NOVÝCH BEZSNÍMAČOVÝCH RÝCHLOSTNE
RIADENÝCH POHONOV S ASYNCHRÓNNYMI
MOTORMI PRE TRAKČNÉ APLIKÁCIE
RESEARCH OF NEW SENSORLESS SPEED
CONTROLLED DRIVES WITH INDUCTION MOTORS
FOR TRACTION APPLICATIONS**

16

Branislav Dobručský - Juraj Altus - Pavol Špánik
**SYNERGICKÉ PÔSOBNIE VÝKONOVEJ
ELEKTRONIKY, ELEKTRICKEJ TRAKCIE
A ELEKTROENERGETIKY
SYNERGIC INFLUENCE OF POWER ELECTRONICS,
ELECTRIC TRACTION AND ELECTRO-ENERGETICS**

29

Aleš Lieskovský - Ivo Myslivec
**FUZZY LOGIKA V RIADENÍ ŽELEZNIČNÝCH
VOZIDIEL - NUTNOSŤ ALEBO MÓDA?
FUZZY LOGIC IN RAILWAY VEHICLE CONTROL -
A NECESSITY OR A MODE?**

38

Pavol Rafajdus - Valéria Hrabovcová
Ladislav Janoušek - Peter Hudák
**SPÍNANÝ RELUKTANČNÝ MOTOR A JEHO VYUŽITIE
V TRAKČNEJ APLIKÁCI
SWITCHED RELUCTANCE MOTOR AND ITS
UTILIZATION IN TRACTION APPLICATIONS**

48

Juraj Altus - Milan Novák - Alena Otčenášová
Michal Pokorný - Adam Szelag
**KVALITATÍVNE PARAMETRE ELEKTRICKEJ ENERGIE
ODOBERANEJ ELEKTRICKÝMI DRÁHAMI
QUALITY PARAMETERS OF ELECTRICITY SUPPLIED
TO ELECTRIC RAILWAYS**

61

A. Binder - Th. Werle
**VYUŽITIE LINEÁRNYCH MOTOROV PRI VOZIDLÁCH
S MAGNETICKOU LEVITÁCIU A PRI ŽELEZNIČNÝCH
VOZIDLÁCH
LINEAR MOTORS UTILIZATION FOR BOTH MAGLEV
AND RAILWAY VEHICLES**

68

Manfred Depenbrock - Christian Foerth - Frank Hoffmann
Stefan Koch - Andreas Steimel - Markus Weidauer
**RIADENIE RÝCHLOSTI ASYNCHRÓNNEHO MOTORA
S ORIENTÁCIU NA STATOROVÝ TOK BEZ SNÍMAČA
PRE TRAKCIU
SPEED-SENSORLESS STATOR FLUX-ORIENTED
CONTROL OF INDUCTION MOTOR DRIVES IN
TRACTION**

76

Jozef Kuchta - Miroslav Fulier
**ELEKTRICKÉ PRENOSY VÝKONU
MODERNIZOVANÝCH RUŠŇOV NEZÁVISLEJ TRAKCIE
ELECTRICAL TRANSMISSION OF MODERNIZED
LOCOMOTIVES OF INDEPENDENT TRACTION POWER**

89

Bohuš Leitner
**STOCHASTICKÉ ČASOVÉ RADY A MOŽNOSTI ICH
VYUŽITIA PRI URČOVANÍ VYBRANÝCH MODÁLNYCH
CHARAKTERISTÍK MECHANICKÝCH KONŠTRUKCIÍ
STOCHASTIC TIME SERIES AND POSSIBILITIES
OF THEIR USE FOR SELECTED MODAL
CHARACTERISTICS DETERMINATION OF
MECHANICAL STRUCTURES**

106

Jiří Drábek
**ELEKTRIZOVANÉ DOPRAVNÉ SYSTÉMY -
PERSPEKTÍVA DOPRAVY PRE 3. TISÍCRÓČIE
ELECTRIFIED TRANSPORT SYSTEMS -
PERSPECTIVE OF TRANSPORT FOR THE THIRD
MILLENNIUM**

114

Rastislav Tabaček - Ján Vittek
**ELEKTRICKÁ VÝZBROJ HNACÍCH KOĽAJOVÝCH
VOZIDIEL SÚČASNÝ STAV A PERSPEKTÍVY
THE ELECTRIC EQUIPMENT OF TRACTION
VEHICLES CURRENT DEVELOPMENT AND
PERSPECTIVES**

121

Rastislav Lukáč - Stanislav Marchevský
**PREHEAD VEKTOROVÝCH FILTROV PRE FAREBNÉ
OBRAZY ZNEHODNOTENÉ IMPULZOVÝM ŠUMOM
A REVIEW OF VECTOR FILTERING SCHEMES FOR
COLOR IMAGES CORRUPTED BY IMPULSE NOISE**



Vážený čitateľ!

Toto dvojčíslo Komunikácií je venované elektrickej trakkii - dôležitej technológii v železničnej doprave. Je pravdou, že pre niekoho je elektrická trakcia samozrejmom prítomnosťou, pre niekoho prekonanou záležitosťou a pre niekoho skvelou budúcnosťou. Taktiež mnohým je známe, že na Elektrotechnickej fakulte Žilinskej univerzity pôsobí Katedra elektrickej trakkie a energetiky. Katedra zabezpečuje výchovu odborníkov v širokom spektre študijných a vedných odborov a špecializácií, akými sú: elektrická trakcia, elektrické pohony, elektrické stroje, výkonová elektronika, elektroenergetika, informačné systémy v elektroenergetike. Elektrická trakcia predstavuje dnes prienik týchto špecializovaných smerov; je prirodzenou syntézou výkonových a riadiacich systémov. Má síce relatívne krátku, ale o to viac bohatšiu históriu. Jej priekopníkmi už v bývalej Československej republike boli Ing. František Křížik a prof. Dr. Ing. František Jansa, DrSc. a jej pokračovateľmi prof. Ing. Imrich Solík, DrSc. a prof. Ing. Vladimír Ráček, DrSc. Jej budúcnosť je možné vidieť vo vysokorychlostných systémoch LGV a Transrapid francúzskych, resp. nemeckých železníc. Verím, že sa aj s týmito alebo podobnými systémami stretne na stránkach Komunikácií už v blízkej budúcnosti.

Dear reader,

this issue of Communications is devoted to electric traction - one of the important technologies in railway transport. It's well known that electric traction is the self-evident presence for somebody, the past time for another one, and splendid future for others. For many of you is also known fact that the Department of Electric Traction and Energetics is still active at the Faculty of Electrical Engineering of the University of Žilina. The department provides education of specialists in a wide spectrum of educational and scientific branches and specializations as electric traction and electric drives, electrical machines, power electronics, power engineering, and information systems in power engineering. The electric traction today presents a conjunction of those specializations, and it is a synthesis of power - and control systems. Though its history is relatively short, it is really rich. Pioneers of electric traction in former Czechoslovak Republic were František Křížik as well as Prof. František Jansa, and theirs followers Prof. Imrich Solík and Prof. Vladimír Ráček. The future of electric traction can be seen in high-speed LGV - and Transrapid systems of the French - and German Railways, respectively. I believe that we shall meet these or similar systems on the pages of the Communications in the near future.

Branislav Dobrucký

Ján Vittek – Juraj Altus – Bernard Bednárík – Rastislav Tabaček – Stephen J. Dodds – Roy Perryman *

VÝSKUM NOVÝCH BEZSNÍMAČOVÝCH RÝCHLOSTNE RIADENÝCH POHONOV S ASYNCHRÓNNYMI MOTORMI PRE TRAKČNÉ APLIKÁCIE

RESEARCH OF NEW SENSORLESS SPEED CONTROLLED DRIVES WITH INDUCTION MOTORS FOR TRACTION APPLICATIONS

Výskum zameraný do oblasti elektrických pohonov pre elektrickú trakciu je založený na novom prístupe k riadeniu rýchlosti elektrických pohonov, ktoré používajú asynchrónne motory bez pomoci snímača rýchlosti montovaného na hriadeľ. Novou črtou navrhnutého riadiaceho systému je, že odozvy na referenčný zadávací signál rýchlosti a referenčný vstup normy magnetického toku sú vzájomne nezávislé. Navrhnutá štruktúra riadenia pozostáva z vnútornej slučky, ktorá slúži na riadenie prúdu statora a vonkajšej slučky, ktorá je pre riadenie rýchlosti bez snímača na hriadeľ. Pôvodný riadiaci algoritmus je odvodený na základe predpísanej lineárnej odozvy prvého rádu v uzavretej slučke, ktorá je základom pre linearizáciu spätnej väzby. Tento pôvodný algoritmus bol neskôr doplnený o ďalšie dva riadiace algoritmy, ktoré ponúkajú možnosť priameho riadenia momentu pri konštantom zrýchlení a riadenie rýchlosti a zrýchlenia tak, ako je to predpísané diferenciálnou rovnicou druhého rádu, kde zrýchlenie plynule narastá z nuly na maximum a potom sa plynule znižuje. Aby sa dosiahlo bezsnímačové riadenie rýchlosti riadiaci systém pohonu riadenie obsahuje skupinu troch pozorovateľov pre odhad rotorového magnetického toku, rýchlosti rotora a záťažového momentu. Prezentované experimentálne výsledky ukazujú dobrú zhodu s teoretickými predpoveďami.

Riadiaci systém tak, ako je dnes vyvinutý, sa veľmi dobre hodí pre aplikácie, ktoré vyžadujú bezsnímačové riadenie rýchlosti strednej presnosti ($\cong 5\%$). Zaujímavou aplikačnou oblasťou by mohla byť nová generácia riadených pomocných pohonov vozidiel elektrickej trakcie, čo by malo zlepšiť hlavne ich spoľahlivosť tým, že sa predpisujú podmienky hladkého štartu. Taktiež spotreba energie takýchto pomocných pohonov by mala byť podstatne nižšia, pretože tieto sa môžu ľahko a veľmi účinne prispôsobiť záťažovým podmienkam hlavného pohonu.

1. Úvod

Na rozdiel od konvenčných prístupov k elektrickým pohonom s asynchrónnymi motormi (AM), na kombinovaný asynchrónny motor so záťažou sa tu nazerá ako na nelineárny systém s viace-

The research, aimed at an area of electric drives for electric traction, is based on a new approach to the speed control of electric drives employing induction motors without the aid of a shaft-mounted speed sensor. A novel feature of the proposed control system is that responses to the reference speed demand and the rotor magnetic flux norm reference input are mutually independent. The design control structure consists of an inner loop, which is a stator current control loop and outer loop, which is a shaft sensor-less speed control loop. A first order linear closed-loop response based on feedback linearization was chosen to derive basic control law. This original control law was later completed with other two control algorithms, which offer possibility of direct torque control with constant acceleration and control of speed and acceleration as it is prescribed with differential equation of the second order where acceleration fluently grows from zero to its maximum and then fluently decreases. To achieve sensorless speed control, the drive control system contains a set of three observers for estimation of the rotor magnetic flux, rotor speed and the load torque. Experimental results presented indicate good agreement with the theoretical predictions.

The control system as developed to date would be suited very well to the applications requiring sensorless speed control with moderate accuracy ($\cong 5\%$). An interesting application area would be a new generation of low-cost controlled auxiliary drives for vehicles of electric traction which can mainly improve their reliability due to prescribed soft-start conditions. Also energy consumption of such kinds of auxiliary drives can be substantially decreased because they can easily and very efficiently accept changes connected with load conditions of the main drive.

1. Introduction

In contrast with conventional approaches to electric drives with induction motors (IM), the combined induction motor and load are viewed as a multivariable non-linear plant. The feedback

* ¹Ján Vittek, Juraj Altus, Bernard Bednárík, Rastislav Tabaček, ²Stephen J. Dodds, Roy Perryman

¹University of Žilina, Dept. of Electrical Traction and Energetic, Velký diel, SK-01026 Žilina, Slovakia, E-mail: vittek@fel.utc-sk, altus@fel.utc.sk

²University of London, Dept. of Electrical and Electronic Engineering, 4 University Way, London E16 2RD, UK, E-mail: s.j.dodds@uel.ac.uk, r.perryman@uel.ac.uk

rými premennými. Princípy linearizácie spätnej väzby [1], blokového riadenia [2] a princíp separácie pohybu [3] sú skombinované tak, aby pre pohon vytvorili nový nelineárny riadiaci algoritmus s viacerými premennými. Výsledkom je potom nový riadiaci algoritmus, ktorý môže pracovať v ktoromkoľvek z nasledujúcich troch režimov:

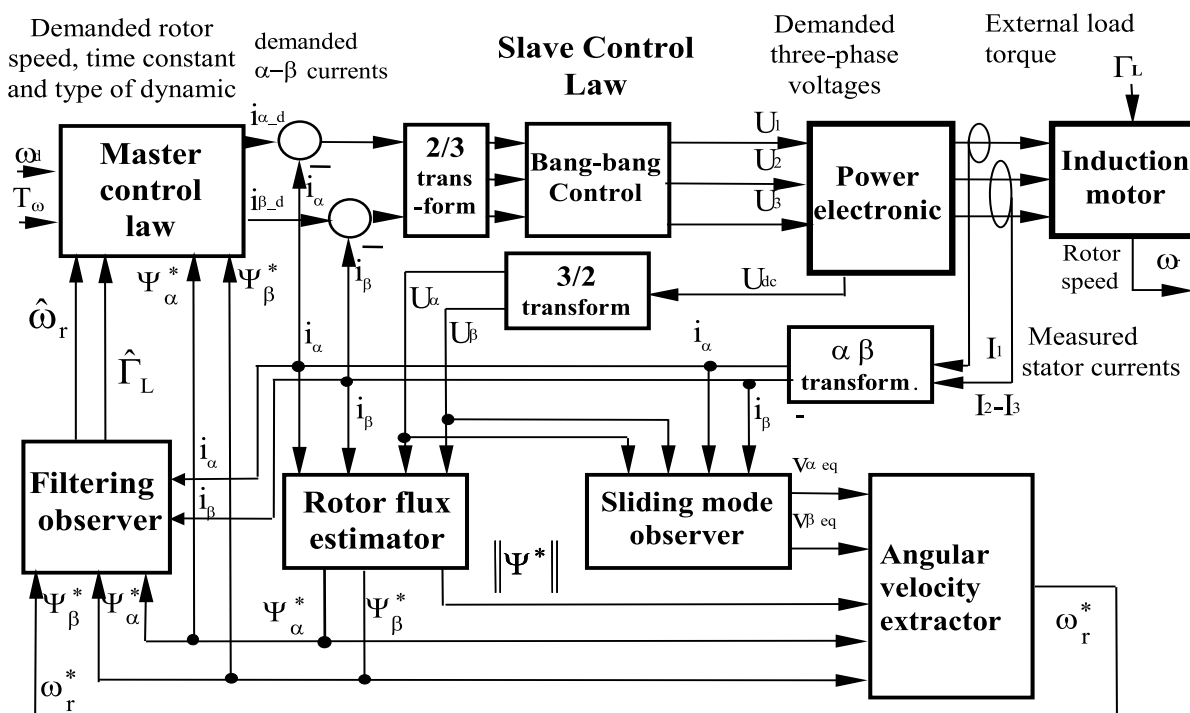
- Priame riadenie zrýchlenia, kedy pohon na hriadeľ motora produkuje uhlové zrýchlenie, ktoré sleduje žiadané zrýchlenie so zanedbateľným dynamickým oneskorením.
- Lineárna odozva rýchlosti prvého rádu, kedy sa pohon chová ako lineárny systém s predpísanou časovou konštantou, čo môže byť využité ako prvok pre iné aplikácie riadenia.
- Odozva rýchlosti druhého rádu, kedy je predpísané zrýchlenie pohonu tak, že systém v uzavretej slučke sa správa podľa charakteristickej rovnice druhého rádu.

Riadiaci systém pohonu má štruktúru zaznamenanú na obr. 1, ktorá obsahuje vnútornú prúdovú riadiacu slučku a vonkajšiu riadiacu slučku, ktorá realizuje vybrané dynamické správanie v uzavretej slučke pre daný operačný režim. Prvý raz bol tento systém popísaný v [4] a doplnený s predbežnými experimentálnymi výsledkami v [5] a [6]. Pretože jediné merané veličiny sú napätie j.s. medziobvodu a statorové prúdy, je použitý taký pozorovateľ uhlovej rýchlosti rotora, ktorý vyžaduje len tieto merania spolu s odhadom zložiek magnetického toku z pozorovateľa magnetického toku. Pozorovateľ, ktorého model v reálnom čase pracuje na základe elektro-mechanickej rovnice motora vytvára filtrovanú verziu rýchlosti rotora a odhad záťažového momentu, ktoré sa vyžadujú pre 'master' riadiaci algoritmus.

linearization principle [1], the block control principle [2] and motion separation principle [3] are combined to form a new, non-linear multivariable drive control algorithm. The result is then a new control law, which may be operated in any one of the following three modes:

- Direct acceleration control, where the drive produces a motor shaft angular acceleration following a demanded acceleration with negligible dynamic lag.
- Linear first order speed response, where the drive behaves as a first order linear system with prescribed time constant, which could be used as an element for other control applications.
- Second order speed response, where the drive acceleration is prescribed so that the closed-loop system has a second order characteristic equation.

The drive control system has a structure, shown in Fig. 1, comprising an inner current control loop and an outer control loop realizing the closed-loop dynamic behavior of the selected operational mode. In the first instance the system was described in [4] and completed with preliminary experimental results in [5] and [6]. Since the only measurement variables are the dc circuit voltage and stator currents, an angular rotor speed estimator is employed which requires just these measurements together with the estimated magnetic flux components from a magnetic flux estimator. An observer whose real-time model is based on the motor electro-mechanical equation produces a filtered version of rotor speed and load torque estimate required by the master control law.



Obr. 1. Základná štruktúra pre riadenie rýchlosti asynchrónneho motora s vnútnymi dynamikami
Fig. 1. Basic structure of the forced dynamics speed control system for induction motor

2. Návrh riadiaceho algoritmu

V záujme zjednodušenia je riadiaci systém upravený do hierarchickej štruktúry [2], v ktorej žiadané hodnoty statorových prúdov sú generované ako primárne riadiace veličiny 'master riadiacim algoritmom', aby boli sledované 'slave riadiacim algoritmom', ktorý využíva reálne riadiace veličiny, ktorými sú statorové napätia.

2.1. Model asynchrónneho motora

Nasledujúci model AM pre statorové prúdy a rotorové toky je formulovaný v (α, β) sústave viazanej na stator:

$$\dot{I} = c_1[c_2 P(\omega_r)\Psi - a_1 I + U] \quad (2.1)$$

$$\dot{\Psi} = -P(\omega_r)\Psi + c_4 I \quad (2.2)$$

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{J}(\Gamma_{el} - \Gamma_L) = \frac{1}{J}(c_5 \Psi^T T^T I - \Gamma_L), \dot{\Gamma}_L = 0 \quad (2.3)$$

kde $\Psi^T = [\Psi_\alpha \ \Psi_\beta]$ je rotorový magnetický tok, $I^T = [I_\alpha \ I_\beta]$ je statorový prúd, $U^T = [u_\alpha \ u_\beta]$ je statorové napätie, Γ_{el} je moment vyvíjaný motorom, ω_r mechanická rýchlosť rotora, a jednotlivé konštanty sú dané ako: $c_1 = L_r/(L_s L_r - L^2 m)$, $c_2 = L_m/L_r$, $c_3 = R_r/L_r = 1/T_r$, $c_4 = L_m/T_r$, $c_5 = 1.5 \cdot p \cdot L_m/L_r$ a $a_1 = R_s + (L^2 m/L^2 r)R_r$, kde L_s , L_r a L_m sú statorové a rotorové indukčnosti a ich vzájomná indukčnosť. R_s a R_r sú statorové a rotorové odpory a p je počet pól párov statorového vinutia. Tiež,

$$P(\omega_r) = \begin{bmatrix} c_3 & p\omega_r \\ -p\omega_r & c_3 \end{bmatrix} \quad (2.4a)$$

$$T = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.4b)$$

2.2. Master riadiaci algoritmus

Na odvodenie riadiaceho algoritmu sa používa princíp lineárizácie späťnej väzby [1]. *Linearizačné funkcie*, ktoré nútia riadené veličiny chovať sa podľa špecifikovaných diferenciálnych rovníc pre uzavretú slučku sú formulované pre rotorovú rýchlosť a normu rotorového toku. Najskôr sa tieto funkcie predpokladajú lineárne, prvého rádu s časovou konštantou T_ω pre rotorovú rýchlosť a s časovou konštantou T_Ψ pre žiadanú normu rotorového toku. Tieto dve premenné preto musia spĺňať:

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{T_\omega}(\omega_d - \omega_r) = acc_d \quad (2.5a)$$

$$|\dot{\Psi}| = \frac{1}{T_\Psi}(|\Psi|_d - |\Psi|) \quad (2.5b)$$

Linearizačná funkcia pre $\dot{\omega}_r$ sa dostane jednoducho porovnaním pravých strán rovníc (2.3) a (2.5a), nasledovne:

$$\Psi^T T^T I = \frac{1}{c_5} \left[\frac{J}{T_\omega}(\omega_d - \omega_r) + \Gamma_L \right] \quad (2.6)$$

2. The Control Law Development

In the interests of simplification, the control system is arranged in a hierarchical structure [2] in which the stator current demands are generated as primary control variables by a 'master control law', to be followed closely by a 'slave control law' using the true control variables, i.e., the stator voltages.

2.1. Model of Induction Motor

The following IM model for stator currents and rotor fluxes is formulated in the (α, β) stator fixed co-ordinate system.

$$\dot{I} = c_1[c_2 P(\omega_r)\Psi - a_1 I + U] \quad (2.1)$$

$$\dot{\Psi} = -P(\omega_r)\Psi + c_4 I \quad (2.2)$$

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{J}(\Gamma_{el} - \Gamma_L) = \frac{1}{J}(c_5 \Psi^T T^T I - \Gamma_L), \dot{\Gamma}_L = 0 \quad (2.3)$$

where $\Psi^T = [\Psi_\alpha \ \Psi_\beta]$ is the rotor magnetic flux, $I^T = [I_\alpha \ I_\beta]$ is the stator current, $U^T = [u_\alpha \ u_\beta]$ is the stator voltage, Γ_{el} is the torque developed by the motor, ω_r is the mechanical rotor speed, and individual constants are given by: $c_1 = L_r/(L_s L_r - L^2 m)$, $c_2 = L_m/L_r$, $c_3 = R_r/L_r = 1/T_r$, $c_4 = L_m/T_r$, $c_5 = 1.5 \cdot p \cdot L_m/L_r$ a $a_1 = R_s + (L^2 m/L^2 r)R_r$, where L_s , L_r and L_m are, respectively, the stator and rotor inductance and their mutual inductance. R_s and R_r are, respectively, the stator and rotor resistance and p is the number of stator pole pairs. Also,

$$P(\omega_r) = \begin{bmatrix} c_3 & p\omega_r \\ -p\omega_r & c_3 \end{bmatrix} \quad (2.4a)$$

$$T = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.4b)$$

2.2. The Master Control Law

The feedback linearization principles [1] are used for the control law development. The *linearizing functions*, which force the system variables to obey specified closed-loop differential equations, are formulated for rotor speed and magnetic flux norm. Firstly, these functions are assumed linear, first order with time constant T_ω for rotor speed and with time constant T_Ψ for demanded rotor flux norm. These two variables, therefore, satisfy:

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{T_\omega}(\omega_d - \omega_r) = acc_d \quad (2.5a)$$

$$|\dot{\Psi}| = \frac{1}{T_\Psi}(|\Psi|_d - |\Psi|) \quad (2.5b)$$

Linearizing function for $\dot{\omega}_r$ is obtained simply by equating the right-hand side equations (2.3) and (2.5a), as follows:

$$\Psi^T T^T I = \frac{1}{c_5} \left[\frac{J}{T_\omega}(\omega_d - \omega_r) + \Gamma_L \right] \quad (2.6)$$

$$\Psi^T T^T I = \frac{1}{c_5} [J \cdot acc_d + \Gamma_L] \quad (2.7)$$

Norma rotorového magnetického toku $|\Psi|$ je definovaná výrazom (2.8) a pre jej deriváciu $|\dot{\Psi}|$ sa dá odvodiť:

$$|\Psi|(t) = \Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2 \quad (2.8)$$

$$|\dot{\Psi}| = -2(c_3|\Psi| - c_4\Psi^T * I) \quad (2.9)$$

Opäť porovnaním pravých strán rovníc (2.5b) a (2.9) pre deriváciu normy rotorového magnetického toku dostávame:

$$\Psi^T I = \frac{c_3}{c_4} |\Psi| + \frac{1}{2c_4 T_\Psi} (|\Psi|_d - |\Psi|) \quad (2.10)$$

Požadovaný radiaci algoritmus sa potom dostane kombináciou rovníc (2.6) a (2.10). Ale skôr ako sa to urobí, stavové premenné (x) sú nahradené ich odhadmi z pozorovateľov (\hat{x}). Tiež konštantné parametre AM (p) nahradia ich odhady (\hat{p}), ako to musí byť aj v praxi. Navyiac, fiktívny radiaci vektor I sa nahradí žiadaným prúdovým vektorom I_d , ktorý vytvorí referenčné vstupy do 'slave' radiaceho algoritmu, ktorý popíšeme neskôr. Takto:

$$I_d = \frac{1}{|\hat{\Psi}|} \begin{bmatrix} -\hat{\Psi}_\beta & \hat{\Psi}_\alpha \\ \hat{\Psi}_\alpha & \hat{\Psi}_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\tilde{c}_5} \left[\frac{\tilde{J}}{T_m} (\omega_d - \hat{\omega}_r) + \hat{\Gamma}_L \right] \\ \tilde{c}_3 |\hat{\Psi}| + \frac{1}{2\tilde{c}_4 T_\Psi} (|\Psi|_d - |\hat{\Psi}|) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$I_d = \frac{1}{|\hat{\Psi}|} \begin{bmatrix} -\hat{\Psi}_\beta & \hat{\Psi}_\alpha \\ \hat{\Psi}_\alpha & \hat{\Psi}_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\tilde{c}_5} [J \cdot acc_d + \hat{\Gamma}_L] \\ F(\Psi) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$\text{kde } F(\Psi) = \frac{\tilde{c}_3}{\tilde{c}_4} |\hat{\Psi}| + \frac{1}{2\tilde{c}_4 T_\Psi} (|\Psi|_d - |\hat{\Psi}|) \quad (2.13)$$

$$\text{a } acc_d = \left[\frac{1}{T_\omega} (\omega_d - \hat{\omega}_r) \right] \quad (2.14)$$

Tu treba poznamenať, že konštantný externý poruchový moment Γ_L sa berie ako stavová premenná, ktorá je odhadovaná v pozorovateli spoločne s ostatnými stavovými premennými.

Riadiaci algoritmus (2.12) obsahuje v sebe žiadané výstupné uhlové zrýchlenie hriadeľa acc_d . Tri nasledujúce operačné režimy, ktoré boli prvýkrát popísané v [7] a [8], sa dajú realizovať prostredníctvom troch diferenciálnych rovníc pre zrýchlene acc_d . Druhá časť radiaceho algoritmu je tá istá pre všetky tri operačné režimy a je to iba formuláciu predpisanej dynamiky pre normu rotorového toku.

Zrýchľujúci a dynamický moment pre priame riadenie zrýchlenia

V tomto prípade je požadované zrýchlenie určené konštantnou žiadanou uhlovou rýchlosťou, $\omega_d(t)$ a požadovaným časom pre zrýchľovanie, $T_1 = T_{ss}$. Dynamický moment AM je potom určený znamienkom chyby uhlovej rýchlosti:

$$acc_d = \frac{\omega_d}{T_1} \quad (2.15)$$

$$\Psi^T T^T I = \frac{1}{c_5} [J \cdot acc_d + \Gamma_L] \quad (2.7)$$

Rotor magnetic flux norm $|\Psi|$ is defined by expression (2.8) and for its derivative $|\dot{\Psi}|$ can be derived:

$$|\Psi|(t) = \Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2 \quad (2.8)$$

$$|\dot{\Psi}| = -2(c_3|\Psi| - c_4\Psi^T * I) \quad (2.9)$$

Again by equating the right hand sides of equations (2.5b) and (2.9) for rotor flux norm derivative yields:

$$\Psi^T I = \frac{c_3}{c_4} |\Psi| + \frac{1}{2c_4 T_\Psi} (|\Psi|_d - |\Psi|) \quad (2.10)$$

The required control law is then obtained by combining equations (2.6) and (2.10). But before this is done, the state variables (x) are replaced by their estimates, (\hat{x}) from the observers. Also, the constant IM parameters (p) are replaced by estimates (\hat{p}) as must be the case in practice. Furthermore, the fictitious control vector, I , is replaced by the demanded current vector, I_d , which will form the reference input to the 'slave' control law described further. Thus:

$$I_d = \frac{1}{|\hat{\Psi}|} \begin{bmatrix} -\hat{\Psi}_\beta & \hat{\Psi}_\alpha \\ \hat{\Psi}_\alpha & \hat{\Psi}_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\tilde{c}_5} \left[\frac{\tilde{J}}{T_m} (\omega_d - \hat{\omega}_r) + \hat{\Gamma}_L \right] \\ \tilde{c}_3 |\hat{\Psi}| + \frac{1}{2\tilde{c}_4 T_\Psi} (|\Psi|_d - |\hat{\Psi}|) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$I_d = \frac{1}{|\hat{\Psi}|} \begin{bmatrix} -\hat{\Psi}_\beta & \hat{\Psi}_\alpha \\ \hat{\Psi}_\alpha & \hat{\Psi}_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\tilde{c}_5} [J \cdot acc_d + \hat{\Gamma}_L] \\ F(\Psi) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$F(\Psi) = \frac{\tilde{c}_3}{\tilde{c}_4} |\hat{\Psi}| + \frac{1}{2\tilde{c}_4 T_\Psi} (|\Psi|_d - |\hat{\Psi}|) \quad (2.13)$$

$$\text{and } acc_d = \left[\frac{1}{T_\omega} (\omega_d - \hat{\omega}_r) \right] \quad (2.14)$$

It should be noted that the constant external disturbance torque, Γ_L , is treated as a state variable and estimated in the observer together with the other state variables.

The control algorithm (2.12) contains the demanded output shaft angular acceleration acc_d . The three following operational modes, which were described for the first time in [7] and [8], are realized by the means of three differential equations for acceleration acc_d . The second part of the control law is the same for all three modes and is merely a statement of the prescribed rotor flux norm dynamics.

The acceleration and dynamic torque for direct acceleration control

In this case, demanded acceleration is determined by a constant demanded angular velocity, $\omega_d(t)$, and a demanded acceleration time, $T_1 = T_{ss}$. The dynamic torque of IM is then determined by the sign of the angular velocity error:-

$$acc_d = \frac{\omega_d}{T_1} \quad (2.15)$$

$$\Gamma_{dyn} = J * acc_d * sign(\omega_{dem} - \omega_r) \quad (2.16)$$

Zrýchlenie a dynamický moment pre dynamiky prvého rádu

Tento prípad sme už popísali počas odvodenia master riadiaceho algoritmu. Preto len skráteno:

$$acc_d = \frac{1}{T\omega} (\omega_d - \omega_r) \quad (2.17)$$

$$\Gamma_{dyn} = \frac{J}{T\omega} (\omega_{dem} - \omega_r) \quad (2.18)$$

Zrýchlenie a dynamický moment pre dynamiky druhého rádu

V tomto prípade je požadovaná diferenciálna rovnica pre uzavretú slučku rotorovej rýchlosti daná ako (2.19). Ak póly tejto rovnice sú úmyselne zvolené ako násobné a faktor tlmenia $\xi = 1$, potom vzťah pre dosiahnutie ustáleného stavu (2.20) sa môže použiť na určenie ω_{nat} (kde n je rád systému) tak, aby sa dosiahol požadovaný čas ustálenia:

$$\ddot{\omega} = -2\xi\omega_{nat}\dot{\omega} + \omega_{nat}^2(\omega_{dem} - \omega) \quad (2.19)$$

$$T_{ss} = 1.5 * (1 + n) \frac{1}{\omega_{nat}} \quad (2.20)$$

Ak je rovnica (2.19) numericky integrovaná, potom $\dot{\omega}$ je požadované uhlové zrýchlenie pre dynamiky druhého rádu. Takto algoritmus v diskretnom čase, ktorého základom je rovnica (2.19) pre uhlové zrýchlenie a dynamický moment sú dané ako:

$$acc_d = acc_d + [\omega_{nat}^2(\omega_{dem} - \hat{\omega}_r) - 2\xi\omega_{nat}acc_d]*h \quad (2.21)$$

$$\Gamma_{dyn} = J * acc_d \quad (2.22)$$

Obr. 2.1 ukazuje nárast rýchlosti rotora a dynamický moment počas rozbehu pre všetky tri dynamiky.

$$\Gamma_{dyn} = J * acc_d * sign(\omega_{dem} - \omega_r) \quad (2.16)$$

The acceleration and dynamic torque for first order dynamics

This case was already described during master control law development. Therefore, only abbreviated:

$$acc_d = \frac{1}{T\omega} (\omega_d - \omega_r) \quad (2.17)$$

$$\Gamma_{dyn} = \frac{J}{T\omega} (\omega_{dem} - \omega_r) \quad (2.18)$$

The acceleration and dynamic torque for second order dynamics

In this case, the desired closed-loop differential equation for the rotor speed is done by (2.19). If the poles of this equation are purposely chosen as coincidence and damping factor $\xi = 1$, then the settling time formula done by (2.20) may be used to determine ω_{nat} (where n is order of the system) to fit chosen settling time:

$$\ddot{\omega} = -2\xi\omega_{nat}\dot{\omega} + \omega_{nat}^2(\omega_{dem} - \omega) \quad (2.19)$$

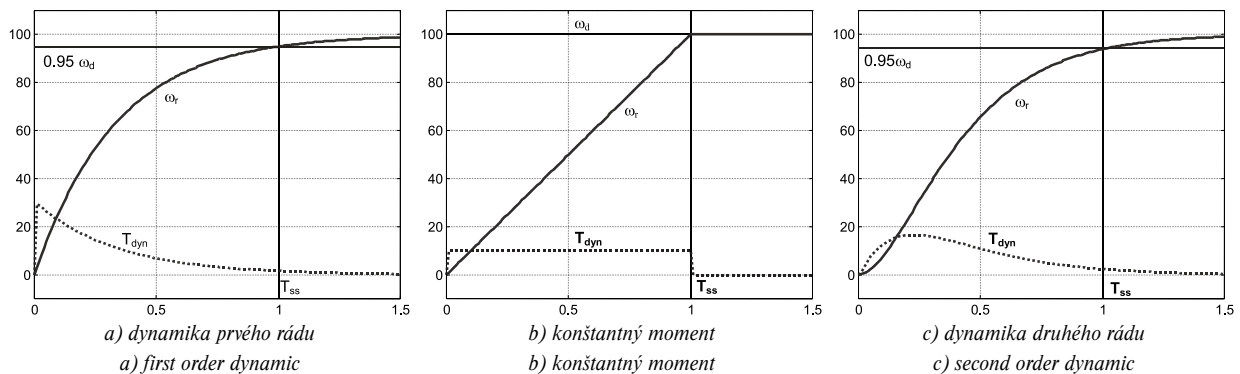
$$T_{ss} = 1.5 * (1 + n) \frac{1}{\omega_{nat}} \quad (2.20)$$

If equation (2.19) is numerically integrated then $\dot{\omega}$ is the demanded angular acceleration for second order dynamics. Thus, the discrete time algorithm based on equation (2.19) for angular acceleration and dynamic torque are as follows:

$$acc_d = acc_d + [\omega_{nat}^2(\omega_{dem} - \hat{\omega}_r) - 2\xi\omega_{nat}acc_d]*h \quad (2.21)$$

$$\Gamma_{dyn} = J * acc_d \quad (2.22)$$

Fig. 2.1 shows rotor speed and dynamic torque during acceleration for all three dynamics.



Obr. 2. Ideálne odozvy uhlovej rýchlosti a zrýchľujúceho momentu pre riadenie s vnútenými dynamikami

Fig. 2. Ideal angular speed response and acceleration torque for forced dynamics control

2.3. Slave riadiaci algoritmus

Podsystém, ktorý má byť riadený tu, definuje rovnica (2.1). Riadenou veličinou je teraz vektor napätia U a výstupnou veliči-

2.3. Slave Control Law

The sub-plant to be controlled here is defined by equation (2.1). The control variable now being voltage vector, U and the

nou je vektor prúdu I , ktorý má reagovať na vektor žiadaného prúdu I_d . Slave riadiaci algoritmus je nasledujúce riadenie typu „bang-bang“:

$$U = U_{max} \operatorname{sgn}[I_d - I] \quad (2.23)$$

Úmyslom je, aby bang-bang riadiaci algoritmus pracoval v kĺzavom režime s vysokou spínacou frekvenciou riadených veličín. Toto by pre riadené veličiny ideálne, pri nekonečnej spínacej frekvencii, udržalo $I = I_d$. V praxi sa však dosiahne konečná, ale vysoká spínacia frekvencia (predpokladá sa 20kHz), limitovaná nenulovou iteračnou periódou digitálneho procesora, čo však bude udržiavať pomerne malú amplitúdu zvlnenia výstupného prúdu.

3. Odhadovanie stavov a filtrovanie

3.1. Estimátor rotorového magnetického toku

Pre AM prostriedok na odhadovanie zložiek rotorového magnetického toku sa dá odvodiť tak, že sa eliminuje rýchlosť rotora ω_r , vzájomne v rovniciach (2.1) a (2.2), čo dáva rovnicu (3.1):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_4 - a_1 \\ c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 \\ c_1 c_2 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Pri nulových počiatkových podmienkach sú všetky veličiny na pravej strane rovnice (3.1) známe a preto zložky rotorového toku môžu byť určené numerickou integráciou podľa rovnice (3.2).

$$\begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} = \int \left[\begin{bmatrix} c_4 - a_1 \\ c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \right] dt - \begin{bmatrix} 1 \\ c_1 c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Táto integrácia však v praxi bude podliehať dlhodobým posunom a preto sa musia urobiť špeciálne opatrenia opísané v [9], aby sa korigovali odhadované zložky magnetického toku.

3.2. Pozorovateľ pracujúci v pseudo-kĺzavom režime pre uhlovú rýchlosť

Pozorovateľ pracujúci v pseudo-kĺzavom režime má základ v rovnici (2.1) pre statorové prúdy AM ako model v reálnom čase, ale v ktorom sú účelovo zanedbané všetky výrazy obsahujúce ω_r .

$$\dot{I}^* = \tilde{c}_1 [-\tilde{a}_1 I^* + U] + v \quad (3.3)$$

kde $v = [v_{eq-\alpha} \ v_{eq-\beta}]^T$ sú korekcie modelu, i_α^* a i_β^* sú odhady prúdov i_α a i_β , ako v konvenčných pozorovateľoch. Užitočným výstupom pozorovateľa sú tu však spojité ekvivalentné hodnoty $v_{eq-\alpha}$ a $v_{eq-\beta}$, (t.j. krátkodobé stredné hodnoty [10]), rýchle spínacích premenných, ktoré sú dané rovnicou (3.4a).

output variable, I , to respond to the demanded current vector, I_d . The slave control law is the following “bang-bang” control law:-

$$U = U_{max} \operatorname{sgn}[I_d - I] \quad (2.23)$$

This bang-bang control law is intended to operate in the sliding mode with a rapidly switching control variable. This ideally maintains $I = I_d$ with an infinite switching frequency of the control variables. In practice, a finite but high-switching frequency (20 kHz is assumed), limited by the non-zero iteration period of the digital processor, would maintain a relatively low amplitude limit cycle in output current.

3. State Estimation and Filtering

3.1. The rotor magnetic flux estimator

For IM, a means of estimating the rotor magnetic flux components may be derived by eliminating the rotor speed, ω_r , between equations (2.1) and (2.2), yielding equation (3.1):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_4 - a_1 \\ c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 \\ c_1 c_2 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

With zero initial conditions, all the quantities on the right-hand side of equation (3.1) are known, and therefore, the flux components may be determined by numerical integration according to equation (3.2)

$$\begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} = \int \left[\begin{bmatrix} c_4 - a_1 \\ c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \right] dt - \begin{bmatrix} 1 \\ c_1 c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

This integration, however, would be subject to long-term drift in practice, and special measures described in [9] should be taken to correct the rotor magnetic flux estimate.

3.2. The pseudo sliding mode observer for angular velocity

The stator current vector pseudo sliding-mode observer is based on equation (2.1) for the IM stator currents as a real-time model but purposely omitting the terms, which contain ω_r . Thus:

$$\dot{I}^* = \tilde{c}_1 [-\tilde{a}_1 I^* + U] + v \quad (3.3)$$

where $v = [v_{eq-\alpha} \ v_{eq-\beta}]^T$ are the model corrections, i_α^* and i_β^* are estimates of currents i_α and i_β , as in conventional observers. The useful observer outputs here, however, are the continuous equivalent values, $v_{eq-\alpha}$ and $v_{eq-\beta}$, (i.e., the short term mean values [10]), of the rapidly switching variables given by equation (3.4a).

$$v_{eq} = -v_{max} \text{sign}(I^* - I) \quad (3.4a)$$

$$v_{eq} = K_{SM}[I - I^*] \quad (3.4b)$$

Ale táto rovnica (3.4a) nemôže priamo generovať požadované ekvivalentné hodnoty. Namiesto toho tu môžeme vytvoriť pozorovateľ pracujúci v pseudo-kĺzavom režime tým, že signum funkciu nahradíme proporcionálnym vysokým ziskom tak, ako to udáva rovnica (3.4b)

Kde K_{SM} sa volí také vysoké, ako jej to dovoľuje limit pre stabilitu.

Pre veľké K_{SM} korekčné vstupy pozorovateľa blízko aproximujú výrazy chýbajúce z modelu AM v reálnom čase (3.5a) a nefiltrovaný odhad uhlovej rýchlosti rotora, ω_r^* , môže byť extrahovaný z rovnice (3.5b).

$$v_{eq} = c_1 c_2 P(\omega_r) \Psi \quad (3.5a)$$

$$\omega_r^* = \frac{[v_{eq}]^T T \Psi}{(c_1 c_2 p \|\Psi\|)} \quad (3.5b)$$

3.3. Pozorovateľ pre odhad záťažového momentu a filtrovanie odhadu rotorovej rýchlosti

Odhad záťažového momentu, ktorý požaduje master riadiaci algoritmus, sa tu robí pomocou štandardného pozorovateľa, ktorý má podobnú štruktúru ako Kálmánov filter, pretože sa predpokladá, že jeho priame meranie je nedostupné. Model pozorovateľa pracujúci v reálnom čase je založený na rovnici (2.3). Záťažový moment sa tu berie ako stavová premenná, ktorej diferenciálna rovnica zodpovedá modelu v reálnom čase [11] a tak jej diferenciálna rovnica je jednoducho $\dot{\Gamma}_L = 0$. Korekčná slučka pozorovateľa sa aktivuje chybou medzi odhadom rotorovej rýchlosti z pseudo-kĺzavého pozorovateľa, ω_r^* a odhadom, $\hat{\omega}_r$, z modelu pracujúcom v reálnom čase. Pretože získaná hodnota $\hat{\omega}_r$ je filtrovanou verzou ω_r^* , je táto hodnota priamo použitá v master riadiacom algoritme namiesto ω_r^* . Verzia pozorovateľa, ktorá pracuje v spojitom čase je daná:

$$e_\omega = \omega_r^* - \hat{\omega}$$

$$\dot{\hat{\omega}} = \frac{1}{J_r} \left\{ \frac{3L_m}{2L_r} p[\Psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{r\beta} i_{s\alpha}] - \Gamma_L \right\} + k_\omega e_\omega$$

$$\begin{aligned} k_\omega &= J(\omega_1 + \omega_2) \\ k_\Gamma &= J\omega_1\omega_2 \end{aligned} \quad (3.6b)$$

$$\dot{\hat{\Gamma}}_L = k_\Gamma e_\omega \quad (3.6a)$$

Obidva póly pozorovateľa môžu byť spoločne umiestnené v $s = -1/T_f$ takže filtračná časová konštanta, T_f , je jediným parametrom pre návrh zosilnení, k_ω a k_Γ . Modifikovaná verzia filtračného pozorovateľa, ktorá je založená na umiestnení pólů v dvoch rozličných miestach, $-\omega_1$ a $-\omega_2$, a ktorá vykazuje vyššiu stabilitu pozorovateľa, sa použila v rámci experimentov. Pretože riadiaci

$$v_{eq} = -v_{max} \text{sign}(I^* - I) \quad (3.4a)$$

$$v_{eq} = K_{SM}[I - I^*] \quad (3.4b)$$

But this equation (3.4a) cannot directly generate the demanded equivalent values. Instead, a pseudo-slidingmode observer may be formed by replacing the signum functions by proportionally high gains, as it is shown in equation (3.4b).

Here, K_{SM} is made as high as possible within the stability limit.

For large, K_{SM} , the observer correction inputs closely approximate the terms missing from the AM real-time model (3.5a) and an unfiltered angular rotor speed estimate, ω_r^* , can be extracted from equation (3.5b).

$$v_{eq} = c_1 c_2 P(\omega_r) \Psi \quad (3.5a)$$

$$\omega_r^* = \frac{[v_{eq}]^T T \Psi}{(c_1 c_2 p \|\Psi\|)} \quad (3.5b)$$

3.3. Observer for Load Torque Estimation and Rotor Speed Estimate Filtering

The load torque estimate required by the master control law is provided here by a standard observer having a similar structure to a Kalman filter, a direct measurement of this being assumed to be unavailable. The real-time model of this observer is based on the motor torque equation (2.3). The load torque is treated here as a state variable whose differential equation argues the real-time model [11], and so its state differential equation is simply $\dot{\Gamma}_L = 0$. The observer correction loop is actuated by the error between the rotor speed estimate, ω_r^* , from pseudo-sliding mode observer and the estimate, $\hat{\omega}_r$, from the real time model. Since gained value of $\hat{\omega}_r$ is a filtered version of ω_r^* , it is used directly in the master control law instead of ω_r^* . The continuous time version of this observer is therefore:

$$e_\omega = \omega_r^* - \hat{\omega}$$

$$\dot{\hat{\omega}} = \frac{1}{J_r} \left\{ \frac{3L_m}{2L_r} p[\Psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{r\beta} i_{s\alpha}] - \Gamma_L \right\} + k_\omega e_\omega$$

$$\begin{aligned} k_\omega &= J(\omega_1 + \omega_2) \\ k_\Gamma &= J\omega_1\omega_2 \end{aligned} \quad (3.6b)$$

$$\dot{\hat{\Gamma}}_L = k_\Gamma e_\omega \quad (3.6a)$$

The observer poles can be both placed at $s = -1/T_f$ so that the filtering time constant, T_f , is a single design parameter for the gains, k_ω and k_Γ . A modified version of the filtering observer based on pole-placement at two different locations, $-\omega_1$ and $-\omega_2$, which shows higher stability of observer, was used during the experiments. Since the control system is designed to be insensitive

system je navrhnutý ako necitlivý na časovo premenné záťažové momenty je evidentné, že bude tiež necitlivý na dynamiku riadenej mechanickej záťaže [12].

4. Experimentálne výsledky

Parametre AM a pomocných zariadení použitých pri experimentoch sú uvedené v Dodatku. Vírivá brzda slúžila ako záťaž AM. Riadiaci algoritmus bol implementovaný cez Pentium PC166, statorové prúdy boli merané cez transformátory LEM a vyhodnocované PC Lab kartou PCL812, zabudovanou priamo do PC. Modul FUJI 2803 6MBI10L pozostávajúci z IGBT tranzistorov bol použitý ako trojfázový strieďač, pričom napätie v jednosmernom medziobvode bolo rovné $U_{dc} = 52.5$ [V].

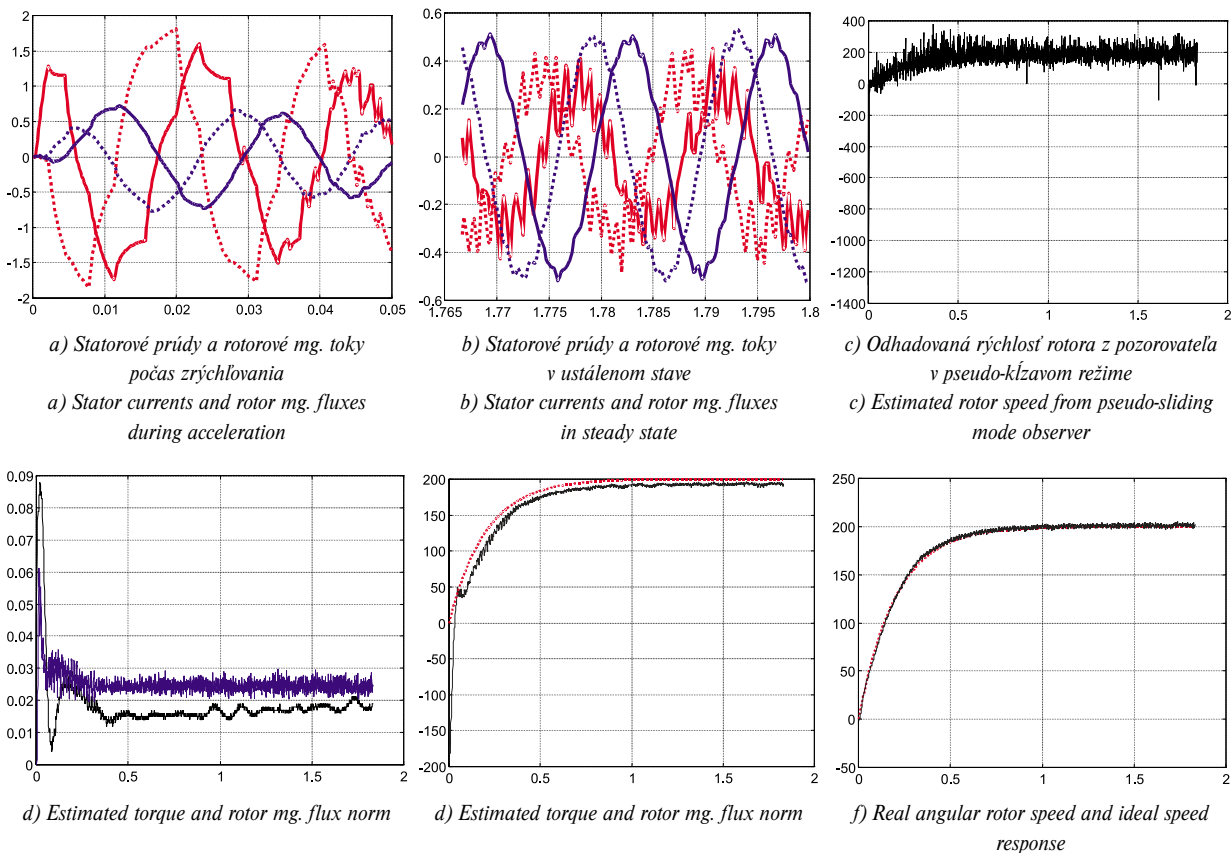
Experimenty pre všetky tri predpísané dynamiky boli vykonané pre tú istú žiadanú rýchlosť $\omega_{dem} = 200$ rad/s s dobou ustálenia $T_{ss} = 1$ a 0,5 s. Požiadavka pre normu magnetického toku v dôsledku nízkeho j.s. napätia bola konštantná a rovná $|\Psi|_{dem} = 0.0025$ (Vs)² s časovou konštantou $T_{\psi} = 3$ ms. Všetky tri prezentované obrázky obsahujú (a) zložky statorového prúdu a rotorového magnetického toku pre zrýchľovanie, časový interval $t =$

to time-varying load torques, it is evident that it will also be insensitive to the dynamics of the driven mechanical load [12].

4. Experimental Results

The parameters of the IM and ancillary devices used for experiments are listed in the Appendix. Eddy-current brake served as a load of IM. The control law was implemented via a Pentium PC166, the stator currents being measured through LEM transformers and evaluated using a PC Lab Card PCL812 built directly into the PC. An IGBT transistor module FUJI 2803 6MBI10L-060 was used as a three-phase inverter, when the dc bus voltage was equal = 52.5 [V].

The experiments for all three prescribed dynamics were carried out at the same speed demand $\omega_{dem} = 200$ rad/s with settling time $T_{sett} = 1$ and 0.5 s. Magnetic flux norm demand due to low DC voltage was kept constant and equal to $|\Psi|_{dem} = 0.0025$ (Vs)² with time constant $T_{\psi} = 3$ ms. All three presented figures containing (a) stator current and rotor magnetic flux components for acceleration, time interval $t = 0 - 0.05$ s, and (b) stator current



Obr. 3. Experimentálne výsledky pre dynamiky prvého rádu
Fig. 3. Experimental results for first order dynamics

= 0 – 0.05 s, (b) zložky statorového prúdu a rotorového magnetického toku pre ustálený stav, časový interval $t = 1.765 - 1.8$ s. Odhadovaná rýchlosť rotora zo pseudo-kĺzavého pozorovateľa je ukázaná v (c). Odhadovaná norma rotorového toku a moment záťaže sú ukázané v (d). Filtrovaná pozorovaná rýchlosť spoločne s ideálnou odozvou rýchlosti sú ukázané v (e) a konečne graf (f) znázorňuje ideálnu odozvu rýchlosti a skutočnú rýchlosť rotora.

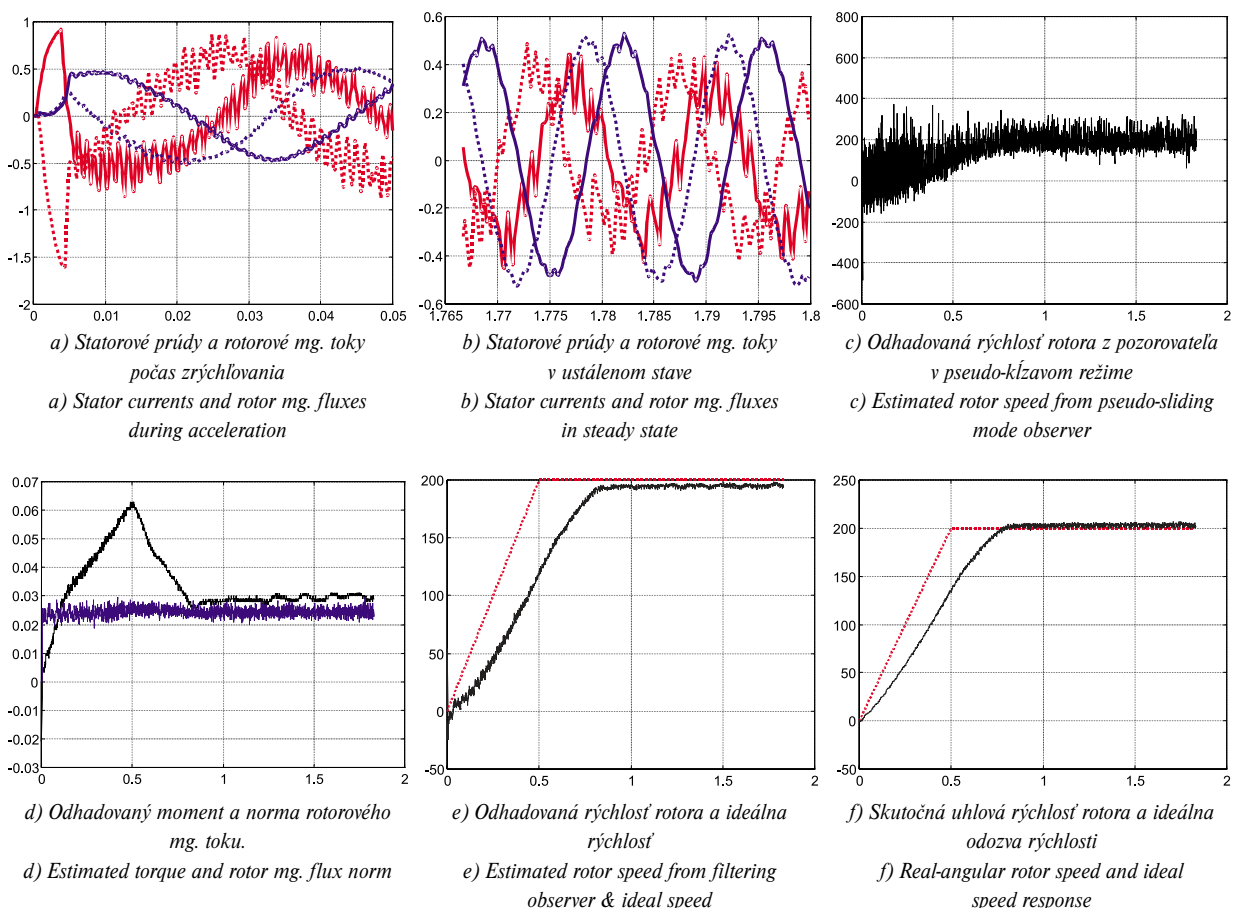
Experimentálne výsledky pre AM a dynamiku prvého rádu ukazuje obr. 3. Dosažený rozsah rýchlostí rotora je $\omega_{dem} = 15 - 250$ rad/s s predpísanými časovými konštantami $T_\omega = 0.15 - 1$ s. Z obr. 3 je jasne vidieť, že AM sleduje ideálnu odozvu rýchlosti s minimálnym oneskorením.

Experimentálne výsledky pre AM a priame riadenie zrýchlenia ukazuje obr. 4. Dosažený rozsah rýchlostí rotora je $\omega_{dem} = 25 - 250$ rad/s s predpísanými časovými konštantami $T_\omega = 0.15 - 1$ s. Z obr. 4 je jasne vidieť, že AM rampový nárast rýchlosti AM sa dosiahol s malým oneskorením.

and rotor magnetic flux components for steady-state time interval $t = 1.765 - 1.8$ s. Estimated rotor speed from the pseudo-sliding mode observer is shown in (c). Estimated rotor flux norm and load torque are shown in (d). A filtered observed speed together with ideal speed response are shown in (e) and finally subplot (f) shows ideal speed response and real-rotor speed.

Experimental results for IM and first order dynamics are shown in Fig. 3. The range of rotor speeds achieved is $\omega_{dem} = 15 - 250$ rad/s with prescribed time constants $T_\omega = 0.15 - 1$ s. It can be clearly seen from Figure 3 that IM follows ideal speed response with minimum delay

Experimental results for IM and direct acceleration control are shown in Fig. 4. The range of rotor speeds achieved is $\omega_{dem} = 25 - 250$ rad/s with prescribed time constants $T_\omega = 0.15 - 1$ s. It can be clearly seen from Fig. 4 that ramp increase of IM speed was achieved with short delay



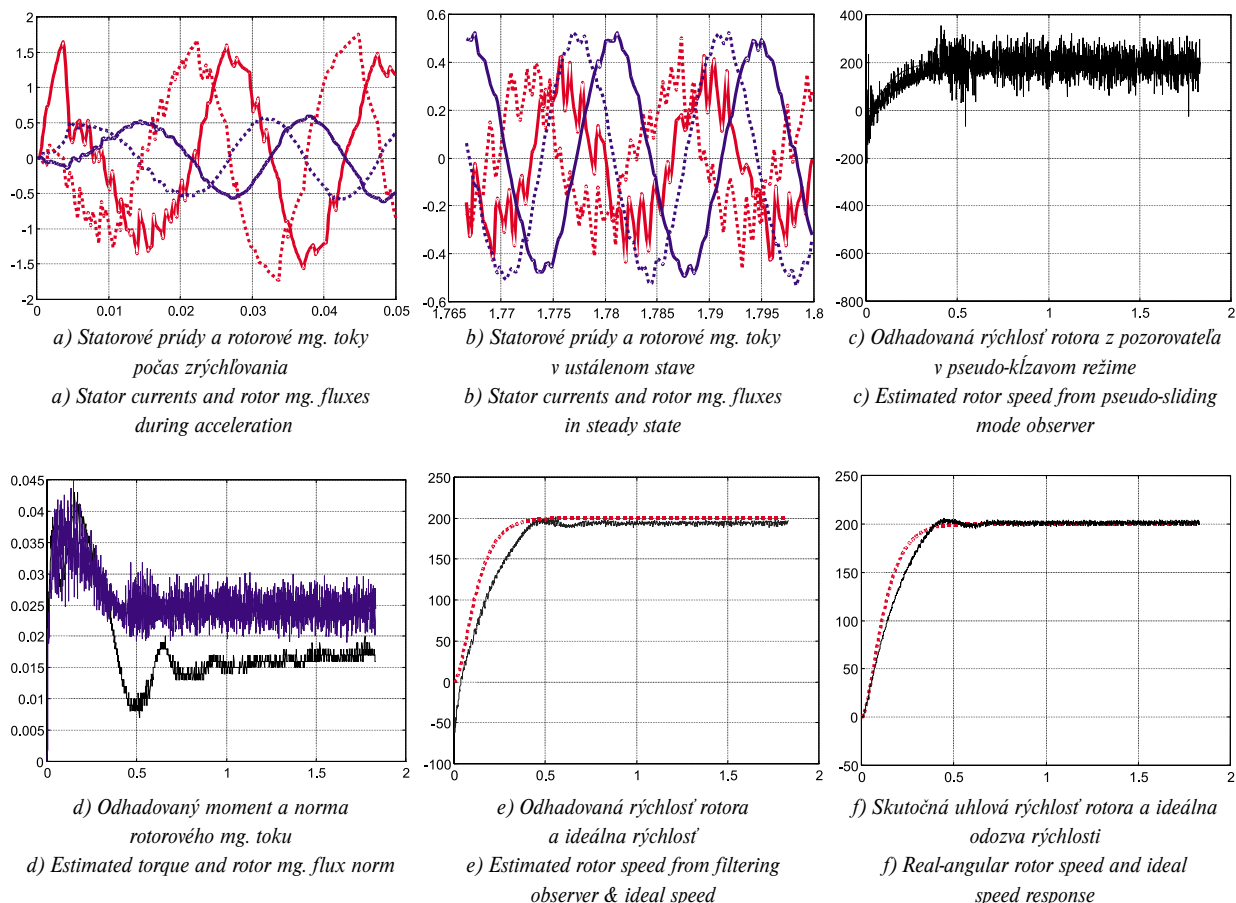
Obr. 4. Experimentálne výsledky pre dynamiku s konštantným momentom
Fig. 4. Experimental results for constant torque dynamics

Konečne, experimentálne výsledky pre AM a jeho riadenie dynamikou druhého rádu ukazuje obr. 5. Dosažený rozsah rýchlostí rotora je $\omega_{dem} = 15 - 250$ rad/s s predpísanými časovými

Finally experimental results for IM and its control with second order dynamics are shown in Fig. 5. The range of rotor speeds achieved is $\omega_{dem} = 15 - 250$ rad/s with prescribed time

konštantami $T_\omega = 0.15 - 1$ s. Z obr. 5 je jasne vidieť, že AM sleduje ideálnu odozvu rýchlosti s malým oneskorením.

constants $T_\omega = 0.15 - 1$ s. It can be clearly seen from Fig. 3 that ramp increase of speed was achieved with short delay



Obr. 5. Experimentálne výsledky pre dynamiku druhého rádu
Fig. 5. Experimental results for second order dynamics

5. Závery

Výskum novej metódy riadenia elektrických pohonov, ktoré využívajú AM s nútenou dynamikou vykazuje dobrú zhodu s teoretickými predpoveďami. Pozorovateľná, hoci nie veľká odchýlka od ideálnych vlastností je spôsobená hlavne nenulovým iteračným intervalom, h , časovým oneskorením v odhadovaní záťažového momentu, ako aj v dôsledku chýb pri odhadovaní parametrov motora a záťaže.

Zatiaľčo priame riadenie momentu môže byť vhodné pre väčšinu priemyslových aplikácií, dynamika druhého rádu môže byť veľmi pritažlivá pre dizajnérov elektrických pohonov žeriavov a výťahov. Riadiaci systém tak, ako je k dnešku vyvinutý, bude vhodný tiež pre aplikácie ako pomocné pohony trakčných vozidiel, ktoré sú vhodné pre bezsmačové riadenie rýchlosti AM strednej presnosti ($\approx 5\%$).

Zlepšenie vlastností riadiaceho systému sa pre dynamiku prvého rádu dosiahlo aplikáciou vonkajšej riadiacej slučky založenej na riadení v kĺzavom režime [13] a pre všetky tri dynamiky

5. Conclusions

The research of the proposed new control method for electric drives employing induction motors with forced dynamics shows a good agreement with the theoretical predictions. The significant, though not very large, departure from the ideal performance is due mainly to the non-zero iteration interval, h , and time delay in the load torque estimation as well as due to errors in the motor and load parameter estimation.

While direct torque control can be suitable for a majority of industrial applications, second order dynamic can be very attractive for electric drive designers of cranes and lifts. The control system, as developed to date, would be suitable also for applications as auxiliary drives of traction vehicles suitable as sensorless speed control of IM to moderate accuracy ($\approx 5\%$).

Improvement of the overall control system performance was achieved for first order dynamics with application of outer control loop based on Sliding Mode Control [13] and for all three

vonkajšou riadiacou slučkou založenou na riadení s referenčným adaptívnym modelom [14].

6. Dodatok

Parametre AM:

Menovitý výkon	$P_n = 120 \text{ W}$,
menovitá rýchlosť	$n_n = 1410 \text{ ot/min}$,
menovitý prúd	$I_n = 1 \text{ A}$,
svorkové napätie	$U_n = 87 \text{ V}$.

Parametre ekvivalentného obvodu:

Indukčnosť statora	$L_s = 24.6 \text{ mH}$,
indukčnosť rotora	$L_r = 24.6 \text{ mH}$,
vzájomná indukčnosť	$L_{sr} = 21.0 \text{ mH}$,
odpor statora	$R_s = 11.16 \Omega$
odpor rotora	$R_r = 12.53 \Omega$
moment zotrvačnosti	$J_r = 1.7e - 6 \text{ kgm}^2$

7. Poďakovania

Autori vyjadrujú poďakovanie slovenskej grantovej agentúre VEGA a Ministerstvu školstva Slovenskej republiky za financovanie výskumného projektu č. 1/6111/99.

8. Literatúra - References

- [1] ISIDORI, A.: *'Nonlinear Control Systems'* 2nd edition, Springer-Verlag, Berlin, 1990.
- [2] DRAKUNOV, S. V., IZOSIMOV, D. B., LUK'YANOV, A. G., UTKIN, V. A. and UTKIN, V. I. (1990). *'The block control principle'*, I, II. Automation and Remote Control, Vol. 45, No. 5, Part 1, pp. 601-609.
- [3] UTKIN, V. A.: *'Method of separation of motions in observation problems'*, Automation and Remote Control, y. 1990, Vol. 44, No. 12, Part 1, pp. 300-308.
- [4] DODDS, S. J., UTKIN, V. A., VITTEK, J.: *'A Motion Separation Method for the Control of Induction Motor with Prescribed Closed-Loop Dynamics'* Proceedings of IFAC NOLCOS '95 conference, Davis University California, USA, June 1995, pp. 816-822.
- [5] DODDS, S. J., UTKIN, V. A., VITTEK, J.: *'Sensorless Induction Motor Drive with Independent Speed and Rotor Magnetic Flux Control - Part I - Theoretical Background'*; Journal of Electrical Engineering, vol. 49, y. 1998, No. 7-8., pp. 186-193.
- [6] DODDS, S. J., UTKIN, V. A., VITTEK, J.: *'Sensorless Induction Motor Drive with Independent Speed and Rotor Magnetic Flux Control; Part II - Simulation and Real Time Implementation'*, Journal of Electrical Engineering, vol. 49, y. 1998, No. 9-10, pp. 232-239.
- [7] DODDS, S. J., VITTEK, J., PERRYMAN, R.: *'Forced Dynamics Control of Shaft Sensorless Induction Motor Drive'*, Proceedings of Symposium SPEEDAM '98, Sorrento June 1998, pp. A1-9 - A1-14.
- [8] VITTEK, J., ALTUS, J., DODDS, S. J., PERRYMAN, R.: *'Induction Motors Electric Drives with Forced Dynamics'*, Proceedings of IASTED '99 - CA, conference, July 1999, Banff, Canada, pp. 177-182.
- [9] DODDS, S. J., VITTEK, J.: *'An Algorithm for Magnetic Flux Computation with Automatic Drift Correction'*, Scientific Works and Studies of University of Zilina, Electro Series, Vol. 22., pp. 5-14, 1998.
- [10] UTKIN, V. I.: *'Sliding Modes in Control and Optimisation'*, Springer-Verlag, Berlin 1992.
- [11] DODDS, S. J., VITTEK, J., MIENKINA, M.: *'Implementation of a Sensorless Induction Motor Drive Control System with Prescribed Closed-Loop Rotor Magnetic Flux and Speed Dynamics'* Proceedings of EPE '97 European conference on 'Power Electronics for Sustainable Growth', Trondheim, Norway, Sept. 1997, pp. 4.492-4.497.
- [12] DODDS, S. J., VITTEK, J.: *'Robust Cascade Forced Dynamic Control of Shaft Sensorless Induction Motor Drives Forced Dynamics'*, Proceedings of EDPE '99 conference, Stará Lesná, Slovakia, October 1999, pp. 196-198.
- [13] VITTEK, J., ALTUS, J., BUDAY, J., MIKLO, J.: *'MRAC Improves Performances of Induction Motor Drive with Forced Dynamics'*, Proceedings of IASTED '99 - ICS, conference, Oct. 1999, Santa Barbara, California, pp. 106-116.
- [14] VITTEK, J., ALTUS, J., DODDS, S. J., PERRYMAN, R.: *'Outer Sliding Mode Control Loop for Induction Motor Drive with Forced Dynamics'*, Proceedings of IASTED '00 - CA, conference, August 2000, Honolulu, Hawaii, pp. 244-250.

prescribed dynamics with outer loop based on Model Reference Adaptive Control [14].

6. Appendix

IM parameters:

Nominal power	$P_n = 120 \text{ W}$,
nominal speed	$n_n = 1410 \text{ ot/min}$,
nominal current	$I_n = 1 \text{ A}$,
terminal voltage	$U_n = 87 \text{ V}$.

Parameters for equivalent circuit:

Stator inductance	$L_s = 24.6 \text{ mH}$,
rotor inductance	$L_r = 24.6 \text{ mH}$,
mutual inductance	$L_{sr} = 21.0 \text{ mH}$,
stator resistance	$R_s = 11.16 \Omega$
rotor resistance	$R_r = 12.53 \Omega$
momentum of inertia	$J_r = 1.7e - 6 \text{ kgm}^2$

7. Acknowledgements

The authors wish to thank to the Slovak Grant Agency VEGA and Ministry of Education of Slovak Republic, for funding the VEGA Project No. 1/6111/99.

SYNERGICKÉ PÔSOBENIE VÝKONOVEJ ELEKTRONIKY, ELEKTRICKEJ TRAKCIE A ELEKTROENERGETIKY

SYNERGIC INFLUENCE OF POWER ELECTRONICS, ELECTRIC TRACTION AND ELECTRO-ENERGETICS

Príspevok sa zaoberá implementáciou nových progresívnych technológií výkonovej elektroniky v oblasti elektrickej trakcie, za účelom zmiernenia jej spätného vplyvu na elektroenergetickú sieť. Sú to predovšetkým pružné striedavé systémy prenosu energie (FACTS), ktoré elektronickou cestou na jednej strane obmedzujú nepriaznivé vplyvy elektrickej trakcie, na druhej strane vylepšujú parametre elektroenergetickej siete. Svojimi účinkami sa zatiaľ v elektrickej trakkii najviac presadzujú výkonové aktívne filtre (PAF), ktoré umožňujú tak kompenzáciu základnej harmonickej, ako aj vyšších harmonických zložiek a slúžia na prispôbenie energetických systémov normám elektromagnetickej kompatibility (EMC). Využitím uvedených progresívnych technológií je možné dosahovať zvýšenú efektívnosť prenosu elektrickej energie do trakčnej siete.

1. Implementácia výkonovej elektroniky v modernizovaných elektrických trakčných zariadeniach

Výkonová elektronika už od svojho vzniku pôsobila v elektrickej trakkii ako katalyzátor vývojových trendov elektrických trakčných zariadení. Ide pritom o implementáciu v troch oblastiach: polovodičové meniče pre napájacie stanice striedavej elektrickej trakcie 25 kV/16 2/3 Hz, diódové usmerňovače pre napájacie stanice jednosmernej elektrickej trakcie 600 – 3 000 V a polovodičové meniče pre trakčné pohony elektrických hnacích vozidiel [3]. Rozvoj technológie výroby výkonových polovodičových prvkov spôsobil pokles ich ceny, nárast spoľahlivosti a medzných parametrov týchto prvkov, ktoré sú základnými komponentmi polovodičových meničov. Všetky polovodičové meniče však princípom svojej činnosti predstavujú pre elektrizačnú sústavu nelineárnu záťaž. Pripojením takejto záťaže (napr. usmerňovača alebo frekvenčného meniča) na zdroj striedavého harmonického napätia so sieťovou frekvenciou, dôjde vplyvom nelinearity k odoberaniu neharmonického prúdu.

Najjednoduchším spôsobom na kompenzovanie indukčného účinníka prvej harmonickej je použitie kompenzačných kondenzátorov. Tieto kondenzátory tvoria v podstate zdroj jalového výkonu pre kompenzované zariadenie. Najväčším nedostatkom tohto jednoduchého spôsobu kompenzácie účinníka je, že pre každú zmenu

The contribution addresses the implementation of new progressive technologies in the field of electric traction in order to reduce feedback influence on the power network. First of all, it concerns Flexible Alternating Current energy Transmission Systems (FACTS), which, on the one hand, limit negative influence of the electric traction; on the other hand, they improve parameters of the power network by an electronic method. Taking their effects into account, the Power Active Filters (PAF) muddle through at most, because they allow compensation of fundamental harmonics, higher harmonics and also help to adapt energetic systems to Electromagnetic Compatibility (EMC) standards. Using the mentioned progressive technologies it is possible to achieve a higher value of effectiveness of electric energy transmission to a traction network.

1. Implementation of Power Electronics in Modernized Electric Traction Facilities

Power electronics, from its inception, always took the role of catalysis of electric traction evolution trends. It is divided into three main areas: semiconductor converters for 25kV, 16 2/3 Hz AC electric traction supply stations, diode rectifiers for 600 – 3000 V DC electric traction supply stations and semiconductor converters for electric vehicle traction drives [3]. The development of power semiconductor elements production technology caused price reducing, reliability increase and the increase of those elements marginal parameters, which are the semiconductor converters basic components. However, all the semiconductor converters, by their operating principle, present a non-linear load for an electric power network. Connecting such a load (e.g. rectifier or frequency converter) to a harmonic AC voltage source of network frequency comes to a non-harmonic current flow caused by non-linearity.

The simplest way to compensate for the inductive power factor of elementary harmonic is by use of compensating capacitors. Basically, they represent a reactive power source for compensated facilities. The dominant drawback of this simple compensation concept is that for every reactive current flow change, it is necessary to change the compensation capacity connected to it. Therefore, lack of dynamics, which is needed for fast varying size of

* Branislav Dobrucký, Juraj Altus, Pavol Špánik

Department of Electrical Traction and Energetic, Faculty of Electrical Engineering, University of Žilina, SR

E-mail: dobrucky@fel.utc.sk, altus@fel.utc.sk, spanik@fel.utc.sk

odoberaného jalového prúdu je potrebné zmeniť aj veľkosť pripojenej kompenzačnej kapacity. Teda tento spôsob nemá potrebnú dynamiku, ktorá sa požaduje pre kompenzáciu účinníka tak rýchlo sa meniacich záťaží, akými polovodičové meniče nesporne sú a navyše nerieši problematiku vyšších harmonických a nesúmerných odberov.

Ďalšia možnosť ako kompenzovať účinník prvej harmonickej je použitie statického kompenzátora reaktívneho výkonu – meniča impedancie. Tento menič svojimi vlastnosťami umožňuje kompenzovať s vysokou dynamikou, avšak neumožňuje filtrovať a spravidla ani symetrizovať. Práve naopak, je zdrojom vyšších harmonických [1], [28].

Filtrovanie vyšších harmonických je možné použitím rezonančných sériových R-L-C filtrov, ktoré sú naladené na jednotlivé nežiaduce frekvencie. Úskaliami tohoto spôsobu filtrovania spočívajú v nedostatočnej selektivitě týchto rezonančných obvodov, v ich veľkých rozmeroch, v značnej cene a v neposlednom rade v ich silnej závislosti od pretekaného prúdu (nelinearity indukčnosti).

V 80-tych a 90-tych rokoch predchádzajúceho storočia boli vyvinuté nové progresívne technológie v oblasti elektrickej trakcie, týkajúce sa tak nových typov meničových pohonov striedavej trakcie, ako aj zvyšovania efektívnosti prenosu elektrickej energie a aj elektromagnetickej kompatibility v trakčných systémoch. Z prvých spomínaných technológií sú to predovšetkým: priame momentové riadenie trakčného pohonu s výbornými dynamickými vlastnosťami a minimalizovanými komutačnými stratami [4], štvorkvadrantový menič, používaný vo funkcii vstupného (aj rekuperačného) impulzového usmerňovača trakčného vozidla [5]–[6], ako aj viacúrovňové zapojenia trakčných meničov [7]. Tieto sú podrobnejšie opísané na inom mieste tohto časopisu a v prácach [9], [12], [15], [19], [27]. Z druhých zmienovaných progresívnych technológií sú to: pružné systémy striedavej prenosu elektrickej energie [11], [14], [21] – [24] a z nich ako samostatná skupina statické kompenzátory a výkonové aktívne filtre [8], [10], [17], [18], [20], [23], [25], [26], [28]. Tieto budú pre svoju dôležitosť a progresívnosť podrobnejšie opísané v ďalších kapitolách. Takže výkonová elektronika sa spätne uplatňuje pri znižovaní vplyvu elektrických trakčných zariadení, najmä v striedavej trakkii s usmerňovačovými lokomotívami, na elektroenergetickú sieť.

2. Flexibilné výkonové systémy na prenos elektrickej energie (FACTS - Flexible AC Transmission Systems) [11], [14], [21], [22], [24]

Pružné systémy prenosu elektrickej energie patria medzi progresívne technológie v elektro-energetike a úzko súvisia s rozvíjajúcou sa terciárnou reguláciou. Zavedenie pružných prenosových striedavých systémov si vinutíli meniace sa hraničné podmienky na poli elektro-energetického napájania a bolo umožnené schopnosťou a vlastnosťami výkonových elektronických komponentov vysokých výkonov a koncepciou adaptívneho prenosu energie. Rýchle riadenie toku činného a reaktívneho výkonu, resp. energie, rovnako ako aj regulácia napätia, si vyžadujú aplikáciu zariadení výkonovej elektroniky.

loads is typical for this kind of compensation, and in addition, it does not solve higher harmonics- or non-symmetric flow problems.

Another alternative to compensate for the power factor of fundamental harmonic is the reactive power static compensator (impedance converter) use. This converter, by its own performance, enables high compensation dynamics; though, it is neither able to filter nor to symmetries. On the contrary, it is the higher harmonics source [1], [28].

Filtration of higher harmonics is possible by using serial resonant R-L-C filters, which are tuned to particularly unwanted frequencies. The drawbacks of this method consist of sub-marginal selectivity of those resonant circuits, in large dimensions, big price and, last but not least, in strong dependence on current flow (inductance non-linearity).

In the 1980's and 1990's there were some progressive technologies invented in the field of electric traction concerning new types of converter drives for AC traction, rising effectiveness of electric energy transmission and electromagnetic compatibility of traction systems. The most important elements of those technologies are: direct moment control of traction drive with excellent dynamic performances and minimum commutation losses [4], four-quadrant converter used as entry (also recuperative) pulse rectifier of traction vehicle [5], [6] and multilevel schemes of traction rectifiers [7]. A detailed description of them can be found in this journal and in works [9], [12], [15], [19], [27]. Other mentioned progressive technologies are: flexible AC electric energy transmission systems [11], [14], [21] – [24], static compensators and active power filters [8], [10], [17], [18], [20], [23], [25], [26], [28]. Those, due to their importance and progressivism, will be described in detail in following chapters. Thus, power electronics is re-applied in decreasing electric traction facilities influence (mainly in AC traction with rectifier equipped engines) on a power network.

2. Flexible AC Transmission Systems [11], [14], [21], [22], [24]

Flexible electric energy transmission systems belong to progressive technologies in electro-energetics with a strong concern in developing tertiary control. Implementation of flexible AC electric energy transmission systems was forced by varying marginal conditions in the field of electro-energetic supplement and was allowed by high-power electronic components abilities and attributes, and adaptive electric energy transmission conception. Both fast active and reactive power (energy) flow control and voltage control require application of power electronics.

Thus FACTS present the static electronic devices - power controllers to increase the controllability and transmission capacity of energetic systems. Their implementation allows a wider use of contemporary transmission systems without an extensive expansion by means of:

Prenosové systémy FACTS zahrňujú teda statické elektronické zariadenia (FACTS Devices) – výkonové regulátory, aby bola zvýšená riaditeľnosť a prenosová kapacita energetických systémov. Ich implementácia umožňuje širšie využitie súčasných už existujúcich prenosových systémov bez extenzívneho rozvoja, prostredníctvom:

- adaptívneho riadenia toku výkonu (činného aj reaktívneho),
- zvýšenie výkonovej kapacity prenosu,
- rýchleho riadenia napätia (rýchlej odozvy na zmenu požadovaného napätia).

Veľká skupina zariadení označených skratkou FACTS sa používa na zvýšenie prenosových schopností vedení a na reguláciu tokov činných a jalových výkonov v elektrizačných sieťach. Vyrábajú sa s inštalovaným výkonom ± 100 MVA. Tok výkonu prenosovou sústavou je pritom ohraničený: hranicou stability, tepelnou hranicou, napäťovým ohraničením, kruhovými tokmi výkonu. Obmedzenia pri prenose elektrickej energie môžeme vyriešiť buď budovaním nových prenosových kapacít alebo použitím nových progresívnych technológií, ktoré prichádzajú v podobe zariadení FACTS. Medzi množinu FACTS, ktoré sa používajú na zvýšenie prenosových kapacít, patria 3 skupiny zariadení:

- *statické kompenzátory jalového výkonu*, určené na kompenzáciu reaktívneho výkonu základnej harmonickej zložky v paralelnom a sériovom zapojení (klasický statický VAR kompenzátor s riadenou tlmivkou, tyristorovo riadený a spínaný sériový kondenzátor),
- *aktívne dynamické kompenzátory*, určené na kompenzáciu reaktívneho výkonu základnej harmonickej zložky v paralelnom a sériovom zapojení (statický synchronný kompenzátor, statický synchronný sériový kompenzátor),
- *aktívne regulátory napätia a činného aj jalového výkonu* (univerzálny regulátor toku výkonu).

Prvá skupina kompenzátorov využíva na spínanie poloriadené výkonové polovodičové prvky (obyčajné tyristory), preto regulujú iba okamih pripojenia a tým veľkosť napätia pripojeného na kompenzačný prvok, čím sa mení veľkosť a fáza kompenzačného prúdu. Tvar kompenzačného prúdu je však určený charakterom záťaže, t. j. kompenzačného zariadenia. Ich reakčná doba je preto 1–2, príp. viac periód napájacieho napätia.

Skupina aktívnych zariadení FACTS sa líši od prvej skupiny hlavne tým, že priebeh kompenzačného prúdu vytvára *aktívnym spínaním* výkonových polovodičových prvkov a ich reakčná doba je podstatne menšia ako v prvej skupine a môže byť menšia ako 1/6 periód napájacieho napätia. Tak isto aj deformačný výkon vytváraný spínaním polovodičových prvkov je podstatne menší ako v prvom prípade.

Do skupiny aktívnych kompenzátorov by sme mohli zaradiť aj výkonové aktívne filtre, ktorých pôvodné určenie je kompenzácia, či filtrovanie vyšších harmonických zložiek záťažového prúdu. Tým síce zlepšujú kvalitu dodávanej a odoberanej energie, ale na zvýšení prenosovej kapacity sústavy sa to prejaví iba v malej miere. Preto tvoria samostatnú skupinu kompenzačných zariadení. V princípe však výkonové aktívne filtre môžu kompenzovať aj jalový výkon a účinník základnej harmonickej, ako ukáže výpočet referenčnej hodnoty kompenzačného prúdu v kap. 3.

- adaptive power (both active and reactive) flow control,
- power transmission capacity increase,
- fast voltage control (fast response on voltage required value).

A large group of facilities marked with the FACTS acronym is used for the transmission lines capacity increasing and for active and reactive power flow control in electrified network. The power flow through the transmission system is, at the same time, limited by: stability-, thermal- and voltage limits, and circular power flow. The limitations of the electrical energy transmission can be solved either by a new transmission capacity building or by using new progressive technologies, which come as FACTS devices-wise. There are three groups of the transmission capacity increasing FACTS devices, which are:

- *static reactive power VAR compensators*, dedicated for compensation of fundamental harmonic reactive power, in parallel- and serial connection (classical static VAR compensator with controlled reactor, thyristor-controlled- and a switched serial capacitor),
- *active dynamic compensators*, dedicated for compensation of fundamental harmonic reactive power, in parallel- and serial connection (static synchronous compensator, static synchronous serial compensator),
- *active controllers of voltage and active- and reactive power* (unified power flow controller).

The first group of compensators uses the half-controlled power semiconductor devices (ordinary thyristors). Therefore, they can control instant of switching and the consequently value of the voltage connected to the compensating element. By this, it can control the magnitude and phase of compensation current. But the shape of the compensation current is determined by the nature of the load, i.e. by compensation device. The reaction time of those compensators is, therefore, more than 1–2 periods of the supply voltage.

The group of the active FACTS facilities differs from the first one mainly in that the shape of compensation current is creating by active switching of power semiconductor devices. Their reaction time is, therefore, essentially smaller to the first group and can be smaller than 1/6 of the period of supply voltage. The distortion power created by the switching of semiconductor devices is also essentially smaller than in the previous case.

The active power filters can be included into the active group of compensators since their original purpose is compensation of higher harmonics of load current. In spite of improvement of the quality of delivered and regenerated energy this way, the system transmission capacity rising will only be affected by the small measure. So, the filters present a special separated group of the compensation facilities. However, the power active filters can compensate for the reactive power and power factor of the fundamental harmonic component, as described in the compensation current reference value calculation in the next chapter.

Beside this, further groups of FACTS facilities do exist as dynamic restorers and uninterruptible power supplies (UPS),

Okrem toho existujú ďalšie skupiny zariadení FACTS kde patria dynamické reštaurátory napätia a výkonové záskokové zdroje (UPS - Uninterruptible Power Supply), ktoré podstatne zvyšujú spoľahlivosť a kvalitu dodávanej elektrickej energie.

V ďalšom texte opíšeme jednotlivé zariadenia FACTS so stručnou charakteristikou a oblasťou použitia.

Statický kompenzátor reaktívneho výkonu (SVC - Static VAR Compensator)

Statické kompenzátory reaktívneho výkonu sú elektronické zapojenia v kombinácii s reaktívnymi prvkami (cievka, kondenzátor), ktorých výkon reguluje dvojica protismerne zapojených tyristorov (obr. 1). V prípade cievky, môže byť táto plynulo fázovo riadená, alebo iba spínaná celočíselným počtom polperiód. Druhý spôsob nie je síce plynulý, avšak má výhodu v tom, že nevytvára vyššie harmonické. Cievka je vyhotovená bez feromagnetického jadra, z dôvodu zahrievania vyššími harmonickými. Podobným spôsobom môže byť spínaný aj výkonový kondenzátor, ktorý môže byť pripájaný mechanickým spínačom. Z hľadiska pripojenia k sieti ide o paralelný VAR kompenzátor. Priebeh fázového prúdu v jednej polperióde napájacieho napätia je na obr. 1a.

Pre prvú harmonickú je možné pri zanedbaní odporov získať vzťah, ktorý udáva závislosť amplitúdy prúdu prvej harmonickú od riadiaceho uhla.

$$I_1(\alpha) = \sqrt{6} \cdot (U/Z) [1 - 2\alpha/\pi - \sin(2\alpha/\pi)]$$

Statické VAR-kompenzátory sú v prevádzke v rôznych vyhotoveniach. Ich typické zapojenia sú na obr. 1. Vo väčšine prípadov ide o kombinácie výkonových spínačov súčiastok s kondenzátorom alebo reaktorom, príp. tlmivkou, akými sú:

- tyristorovo riadený reaktor, resp. tlmivka (TCR),
- tyristorovo spínaný kondenzátor (TSC),
- tyristorovo spínaná tlmivka (TSR),
- mechanicky spínaný kondenzátor (MSC).

Statické kompenzátory SVC sa môžu použiť pre nasledujúce typy úloh:

- dynamická stabilizácia napätia, lepšia schopnosť prenosu energie, zníženie vyšších harmonických napätia,
- zlepšenie synchronnej stability, vyššia dynamická stabilita, lepšie tlmenie sústavy,
- dynamické vyrovňovanie záťaže,
- udržiavanie napätia v statickej prevádzke.

Tyristorovo riadený sériový kondenzátor (TCSC - Thyristor Controlled Serial Capacitor)

Zapojenie pozostáva z výkonového kondenzátora, premostného s tyristorovo riadenou cievkou, resp. reaktorom. Proti spína-

which essentially increase the reliability and quality of delivered electric energy.

In the next text the pointed FACTS facilities with the short characteristics and the field of utilization will be described.

SVC - Static VAR Compensator

Static compensators of reactive power are electronic devices combined with reactive elements (reactor, capacitor). Their power is regulated by two anti-parallel connected thyristors (see Fig. 1). In case of reactor, this can be phase-controlled or just switched

by a fixed number of the periods. The second manner is not continuous but an advantageous because it does not generate higher harmonics. The reactor is constructed without a ferromagnetic core due to warming by higher harmonics. Similarly, the power capacitor can be switched, which can be connected by a mechanical switch. From the point of view of connecting the VAR compensator to the net, it is a parallel connection. The time-waveform of phase current during one half-period of supply voltage is depicted in Fig. 1c.

By neglecting passive resistance, it's possible to present the relation for dependency of current magnitude of fundamental harmonic on control angle:

$$I_1(\alpha) = \sqrt{6} \cdot (U/Z) [1 - 2\alpha/\pi - \sin(2\alpha/\pi)]$$

Static VAR compensators are operated in different versions. In most of the cases it involves combinations of power switching elements with an inductor or capacitor:

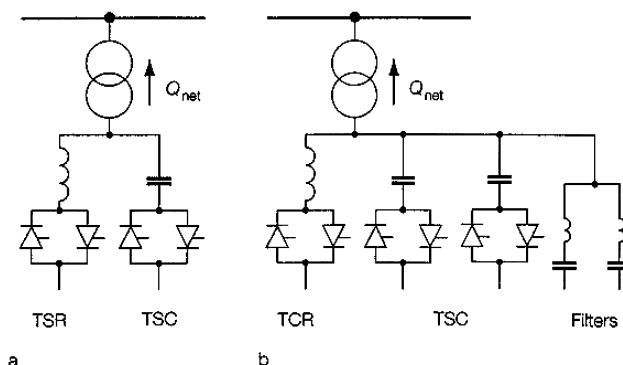
- Thyristor controlled reactor (TCR)
- Thyristor switched capacitor (TSC)
- Thyristor switched reactor (TSR)
- Mechanically switched capacitor (MSC)

Static VAR compensators can be used for the following types of tasks:

- dynamic voltage stabilization, higher energy transmission ability, higher voltage harmonics decreasing,
- synchronous stability improvement, better dynamic stability, better attenuation of system,
- dynamic load compensation,
- balance the voltage to margins of static operation.

TCSC - Thyristor Controlled Serial Capacitor

The devices consist of a power capacitor clamped by the thyristor-controlled inductor or reactor, respectively. The metal oxide



Obr. 1. Priebeh fázového prúdu v uvedenom zapojení je vo všeobecnosti neharmonický; [1]

Fig. 1. The current waveform in mentioned connection is in general non-harmonic one; [1]

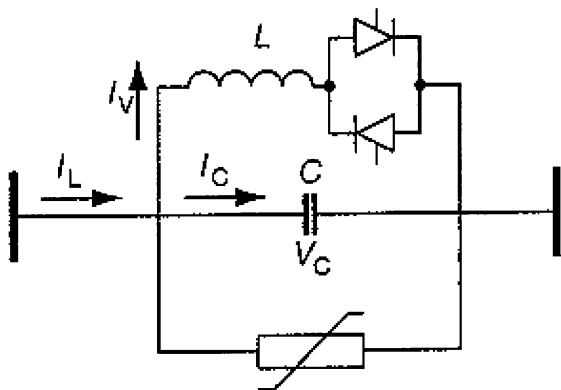
cím prepätiam sa používa ochrana varistorom MOV (*Metal Oxid Varistor*). V tomto prípade ide vlastne o sériový VAR kompenzátor. Zariadenie TCSC dokáže riadiť aj činný výkon v prenosovom vedení a tiež sa používa na tlmenie elektromechanických oscilácií. Pre tlmiace účinky platí nasledovné:

- efektívnosť TCSC sa pri riadení kývania výkonu zosilňuje s veľkosťou prenášaného výkonu,
- účinky tlmenia v prenose sú nezávislé od miesta inštalácie,
- účinky tlmenia nie sú ovplyvňované záťažovou charakteristikou.

Zapojenie sériového VAR kompenzátora je na obr. 2.

Statický synchronný kompenzátor (STATCOM - Static Synchronous Compensator)

Statický synchronný kompenzátor pracuje podobne ako rotačný synchronný kompenzátor: - dodáva alebo odoberá zo siete reaktívny výkon základnej harmonickej. Pozostáva z napäťového striedača napájaného z kondenzátorovej batérie, prevodového transformátora s rozptylovou filtračnou indukčnosťou (obr. 3), ako aj z príslušného riadiaceho podsystemu. Výstupný prúd kompenzátora má približne sinusový priebeh a je posunutý za napätím o 90° el. V dôsledku toho môže dodávať alebo odoberať zo siete reaktívny výkon základnej harmonickej. Veľkosť odoberaného, resp. dodávaného je možné regulovať použitím vhodného typu ŠIM-modulácie napäťového striedača.



Obr. 2. Zapojenie sériového VAR kompenzátora
Fig. 2. Basic connection of serial VAR compensator

STATCOM je vlastne SVC kompenzátorom v oveľa „ľahšom“, menšej rozmernom vyhotovení a s minimálnou možnou reakčnou dobou. Jeho reakcia je takmer okamžitá, bez oneskorenia, v nasledujúcej perióde vzorkovania. Podrobnejší opis spôsobu riadenia a filtrovania výstupného prúdu je uvedený v ďalšej kapitole.

STATCOM môže pracovať v nasledujúcich režimoch:

- dynamická stabilizácia napätia, väčšie možnosti prenosu výkonu, menšie kolísanie napätia,
- zlepšenie synchronnej stability, vyššia dynamická stabilita, lepšie tlmenie sústavy,
- dynamické vyrovňovanie záťaže,

varistor (MOV) is used as protection against switching voltages. In this case, it is a serial connection of static VAR compensator.

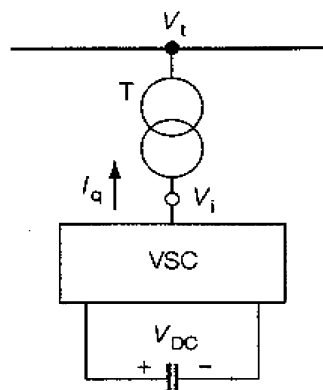
TCSC devices provide to control the active power of transmission lines and it usually serves to attenuation of electromagnetic oscillations. For attenuate effects apply the following:

- effectiveness of TCSC is increasing during the control with transmitted power,
- attenuate effects in transmission are independent of the installation place,
- attenuate effects are not influenced by load curve.

The scheme of connection of serial VAR compensator is shown in Fig. 2.

STATCOM - static synchronous compensator

Static synchronous compensator works similarly as rotary synchronous compensator: - deliver or regenerate reactive power of fundamental harmonic to or from supply network. It consists of voltage source inverter supplied from capacitor battery, coupling transformer with leaking filtering inductance (Fig. 3) as well as of corresponding control subsystem. The output current of it is similar to sinusoidal shape and it is shifted by voltage 90° degrees. Consequently, it can deliver or withdraw reactive power of fundamental harmonic from the network. Using a suitable type of PWM-modulation of the voltage inverter can control the value of the delivered or withdrawn reactive power.



Obr. 3. Základné zapojenie kompenzátora STATCOM
Fig. 3. Basic connection of STATCOM compensator

STATCOM is indeed a static VAR compensator but a much more smaller one with minimum reaction time. Its acting is almost instantaneous without delay in the next period of sampling. More detailed description of the operation, control and filtering of output current is given in the next chapter.

STATCOM can run in following regimes:

- dynamic voltage stabilization, higher energy transmission possibilities, less voltage fluctuation,
- synchronous stability improvement, higher dynamic stability, better attenuation of system,
- dynamic load compensation,
- balancing of the voltage to margins of static operation.

- zlepšenie kvality dodávanej elektrickej energie,
- udržanie napätia v stacionárnom stave,

Statický synchronný sériový kompenzátor (SSSC - Static Synchronous Serial Compensator)

Statický sériový kompenzátor sa svojim zapojením líši od predchádzajúceho tým, že napäťový strieďač je v tomto prípade pripojený k sieti cez „prúdový“ sériovo zapojený transformátor, obr. 4. Na krytie energetických strát strieďača je kondenzátorová batéria, dobíjaná zo zvláštneho zdroja. Keďže v princípe je SSSC určený na kompenzáciu iba reaktívneho výkonu, dobíjaci zdroj je malý. Pri kompenzácii sa mení veľkosť napätia vytváraného kompenzátorom, pričom jeho vektor je kolmý k vektoru napätia siete. Zariadenie je vlastne náhradou sériového plynulo riadeného kondenzátora a cievky s tým rozdielom, že výstupné napätie SSSC môže byť riadené nezávisle od napätia siete.

SSSC je vhodný pre rovnaké úlohy ako regulačný sériový kompenzátor, totiž pre dynamické riadenie toku výkonu, ako aj pre zlepšovanie napäťovej a uhlovej stability. Skutočnosť, že SSSC môže dodávať prenosovej sústave tak kapacitné ako aj induktívne napätie, zväčšuje oblasť prevádzky prístroja. Z hľadiska regulácie je možné SSSC použiť tak na zvyšovanie ako aj na znižovanie toku výkonu. V oblasti stability umožňuje tlmiť elektromechanické kmitanie efektívnejšie ako sériový kondenzátor.

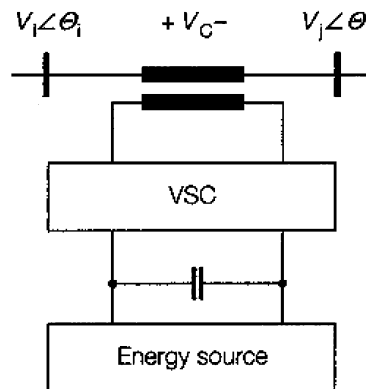
Univerzálny regulátor toku výkonu (UPFC - Unified Power Flow Controller)

Zapojenie univerzálného regulátora toku výkonu je na obr. 5. Zariadenie pozostáva z dvoch výkonových meničov, prepojených spoločným jednosmerným medziobvodom a pripojených k sieti cez prevodové transformátory (paralelne a sériovo). Hlavnou úlohou meniča 2 je riadiť výstupné napätie prenosovej sústavy a tým aj výstupný výkon. Základnou úlohou meniča 1 je udržiavať rovnováhu činného výkonu v jednosmernom medziobvode oboch meničov. Okrem toho môže dodávať a odoberať zo siete reaktívny výkon tým, že reguluje napätia na vstupných pripojniciach.

Výkonový regulátor UPFC môže teda riadiť súčasne činný a jalový výkon. Vo všeobecnosti má tri regulačné veličiny a môže byť prevádzkovaný v rôznych druhoch prevádzky. V princípe môže výkonový regulátor UPFC realizovať funkciu iných opísaných

SSSC - static synchronous serial compensator

The scheme of the static serial compensator differs from the previous one by connecting to the network via “current” serial transformer, as shown in Fig. 4. To cover energetic losses the capacitor battery has to be charged from the separate source. Due to compensation of reactive power the charging source is small. The value of the voltage generated by compensator during the operation changes whereas the voltage vector is vertical to the network voltage vector. The apparatus is indeed a substitute of the serial controlled capacitor and inductor since the output voltage of SSSC can be controlled independently on network voltage.



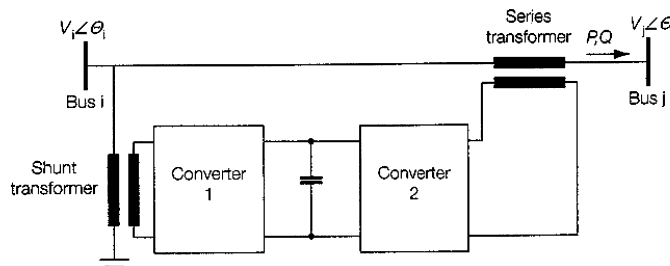
Obr. 4. Principiálne zapojenie sériového synchronného kompenzátoru

Fig. 4. Basic connection of serial synchronous compensator

of the device. In relation to control it is possible to use SSSC both for increasing and decreasing the power flow. Concerning the stability, it can attenuate electromechanical oscillations more effectively as a serial capacitor.

UPFC - Unified power factor controller

The basic connection of this device is depicted in Fig. 5. It consists of two powerful semiconductor converters interconnected by a DC link, and connected to the line via coupling a serial- and parallel transformer.



Obr. 5. Zapojenie univerzálného regulátora toku výkonu UPFC

Fig. 5. Basic connection of unified power flow controller UPFC

The main task of converter 2 is to control the output voltage of transmission lines and also output power. The basic task of converter 1 is to balance the active power in the DC link of the converters. Besides, it can also generate and withdraw the reactive power from and into the network by voltage controlling of the input lines.

UPFC can vary both active and reactive power at the same time. Generally it has three regulated quantities, and it can be operated in different operation states. Parallel-connected converter controls input bus bar voltage (Fig. 5), while serial-connected converter controls the active and reactive power or active power and voltage in serial connected node. In principle UPFC could execute

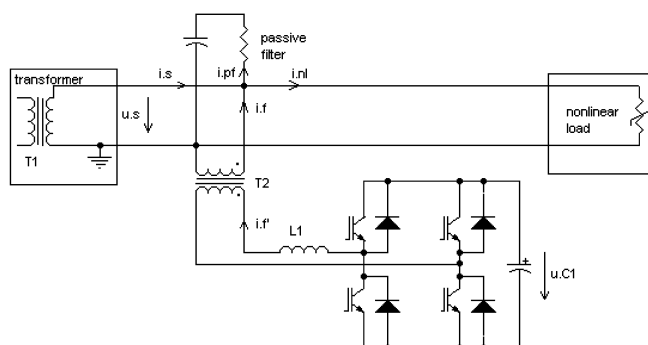
FACTS zariadení, a to udržanie napätia, riadenie toku výkonu a zlepšenie stability.

3. Výkonové aktívne filtre v elektrickej trakcii [8], [18], [20], [23], [25]-[26], [28]

Ako sme už uviedli v úvode hlavnými problémami v elektrickej trakcii z hľadiska spolupráce s energetickou napájacou sústavou sú: kompenzácia základnej harmonickej (jalového výkonu), vyšších harmonických zložiek (deformačného výkonu) a čiastočne zvýšenie elektromagnetickej kompatibility EMC.

Ukazuje sa, že najvýhodnejším kompenzačným a filtračným zariadením je paralelný výkonový aktívny filter (*PAF*-Power Active Filter). V jednofázovom zapojení je schopný plniť aj funkciu filtra, funkciu kompenzátora účinníka základnej harmonickej a aj prostriedku na zvýšenie elektromagnetickej kompatibility. Pri viacfázových systémoch je výhodné použiť viacfázový aktívny filter, ktorý dokáže riešiť aj problematiku symetrizovania nesymetrických záťaží. Zapojenie jednofázového paralelného aktívneho filtra je na obr. 6.

Pretože zatiaľ nie je možné navrhnuť a skonštruovať výkonový aktívny filter, ktorý by pracoval priamo s napätím 25 kV, ktoré sa používa v elektrickej trakcii, je schéma doplnená o znižovací väzobný transformátor T2, pomocou ktorého sa filter pripojí k trakčnej sústave. Výstupné napätie transformátora je potrebné voliť s ohľadom na napätové dispozície použitých polovodičových prvkov.



Obr. 6. Schéma zapojenia jednofázového paralelného aktívneho filtra
Fig. 6. Scheme of connection of single-phase parallel active filter

the function of other FACTS devices, namely voltage stabilization, power flow control and stability improvement.

3. Power Active Filters in Electric Traction [8], [18], [20], [23], [25]-[26], [28]

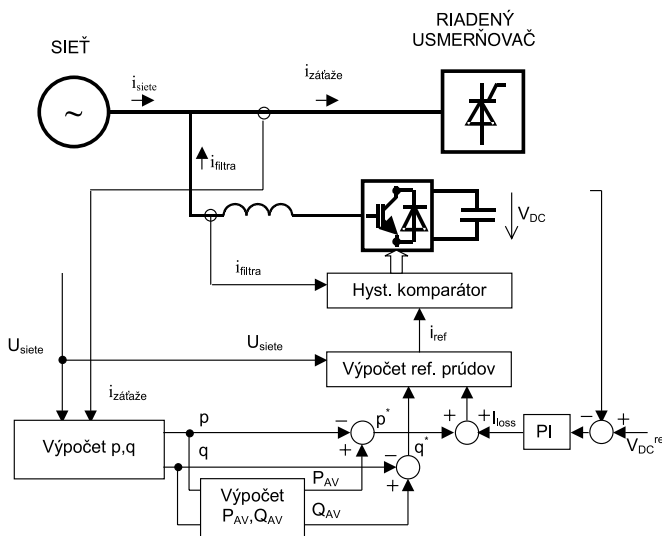
As mentioned above the main problems in electric traction – from point of view of cooperation with an energetic power supply system – are: compensation of fundamental- and higher harmonics (i.e. of reactive- and distortion power), and electromagnetic compatibility increasing.

It seems that the most suitable means for compensation and filtration is parallel active filter *PAF*. It is, in a single-phase connection, possible to provide the functions of the filter, the compensator of power factor of basic harmonic and also the means of electromagnetic compatibility increasing. In contrast, in multi-phase systems it is suitable to use a multi-phase active filter, which can solve the problematic symmetrization of non-symmetrical and non-linear loads. The connection of a single-phase parallel active filter is shown in Fig. 6.

Since it is not possible to design and build a power active filter for voltage of 25 kV, used in electric traction, step-down coupling transformer T2 completes the scheme. With the help of the power active filter it is connected to traction power supply system. Output voltage of the transformer should be chosen regarding to voltage withstand the power semiconductor devices.

Použitá stratégia riadenia aktívneho filtra - kompenzátora jalového a deformačného výkonu

Na určenie najdôležitejšej radiacej veličiny – referenčného prúdu paralelného aktívneho filtra je možné použiť rôzne metódy riešenia, napr. metódu harmonickej analýzy, okamihového činného a jalového výkonu (tzv. *p-q* metóda) ako aj metódu určujúcu referenčný prúd na základe 1. harmonickej prúdu záťaže pomocou strednej hodnoty činného výkonu. Použitie uvedených metód vedie v podstate k rovnakým výsledkom, takže ďalej je opísaná *p-q* metóda, ktorá umožňuje



Obr. 7. Celková bloková schéma riadiaceho systému pri použití *p-q* metódy
Fig. 7. Total block scheme of control system using *p-q* method

Strategy used for control of an active filter.

For determining the most important control quantity of parallel active filter – its reference current – the methods of the Fourier harmonic analysis, instantaneous reactive and active power, and average value of active power can be used. Application of the methods mentioned above give nearly the same results, so only the method making possible the separated compensation of reactive and distortion power will be described next. The

oddelenú kompenzáciu deformačného a jalového výkonu. Celková bloková schéma riadiaceho systému je na obr. 7.

V prvej fáze výpočtu sú namerané hodnoty sieťového prúdu a napätia transformované do $\alpha-\beta$ ortogonálneho systému pomocou nasledujúcich transformačných rovníc (pre jednofázový systém):

$$u_{\alpha} = u(t), \text{ resp. } u_{\beta} = \left(u - \frac{T}{4} \right)$$

a podobne:

$$i_{\alpha} = i(t), \text{ resp. } i_{\beta} = i \left(t - \frac{T}{4} \right)$$

Ďalej sú tieto transformované veličiny použité pre výpočet reálnej a imaginárnej zložky okamihového výkonu v $\alpha-\beta$ ortogonálnom systéme podľa vzťahov:

$$p = u_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + u_{\beta} \cdot i_{\beta} \quad p = P_{AV} + p_{AC}$$

$$q = u_{\alpha} \cdot i_{\beta} - u_{\beta} \cdot i_{\alpha} \quad q = Q_{AV} + q_{AC}$$

Reálna - p ako aj imaginárna q - zložka okamihového výkonu záťaže obsahujú jednosmerné (P_{AV} a Q_{AV}) a striedavé (p_{AC} a q_{AC}) zložky. Pritom jednosmerné zložky sú ekvivalentné činnému výkonu, resp. jalovému výkonu 1. harmonickej, striedavé zložky sú ekvivalentné vyšším harmonickým zložkám.

V prípade, že chceme, aby výkonový aktívny filter pracoval iba ako filter vyšších harmonických je potrebné, pre výpočet referenčného prúdu, oddeliť jednosmerné zložky výkonu - P_{AV} a Q_{AV} . Výkonový aktívny filter bude potom pracovať vo funkcii kompenzátora deformačného výkonu.

V prípade kompenzácie iba jalového výkonu záťaže je potrebné oddeliť jednosmernú reálnu zložku P_{AV} a obe striedavé zložky výkonu p_{AC} a q_{AC} . Výkonový aktívny filter bude teraz pracovať ako statický synchronný kompenzátor (STATCOM), opísaný v predchádzajúcej kapitole.

Pre kompenzáciu deformačného aj jalového výkonu súčasne postačuje oddelenie iba jednosmernej reálnej zložky P_{AV} výkonu. Aktívny filter by teraz pracoval aj ako kompenzátor základnej harmonickej a aj ako filter vyšších harmonických. Problémom však je vyhotoviť výkonový polovodičový menič, dimenzovaný na veľký kompenzačný výkon základnej harmonickej (rádovo MVA), ktorý by súčasne spínaním vysokou frekvenciou vytváral kompenzačný prúd vyšších harmonických zložiek (rádovo desiatky kHz). V tomto prípade sa uplatní riešenie aktívneho filtra s distribuovaným výkonom a decentralizovaným riadením.

Na oddelenie jednosmerných zložiek môžu byť využité rôzne techniky, napr. Butterworthov dolnopriepustný filter vyšších rádov, metóda kľzavého priemeru a pod. Po oddelení jednosmerných a striedavých zložiek, v závislosti od požadovanej funkcie aktívneho filtra, celkový referenčný prúd paralelného aktívneho filtra je vypočítaný podľa vzťahu:

$$i_{ref}(t) = \frac{1}{D} \cdot (u_{\alpha} \cdot p_{AC} - u_{\beta} \cdot q_{AC})$$

block scheme of the control system for computing is given in Fig. 7.

At first the measured values of the source voltage and load current are transformed into an $\alpha-\beta$ orthogonal system using the following transformation equations (for single-phase system):

$$u_{\alpha} = u(t), \text{ and } u_{\beta} = \left(u - \frac{T}{4} \right), \text{ respectively.}$$

and similarly:

$$i_{\alpha} = i(t), \text{ and } i_{\beta} = i \left(t - \frac{T}{4} \right), \text{ respectively.}$$

Then the transformed quantities are used for determining the real and imaginary components of the power in $\alpha-\beta$ system of co-ordinates, by the following relations:

$$p = u_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + u_{\beta} \cdot i_{\beta} \quad p = P_{AV} + p_{AC}$$

$$q = u_{\alpha} \cdot i_{\beta} - u_{\beta} \cdot i_{\alpha} \quad q = Q_{AV} + q_{AC}$$

where the real and imaginary parts of power consist of DC (P_{AV} and Q_{AV}) and AC components (p_{AC} and q_{AC}).

DC components are equivalent to active and reactive power, respectively. Similarly, the AC components are equivalent to higher harmonics.

In the case of compensation of the distortion load's power the PAF will be operating as a higher harmonics filter. Then both DC-components P_{AV} and Q_{AV} should be separated from the total power.

In the case of compensation of reactive load's power it is necessary to separate the DC real component (P_{AV}) and both AC components (p_{AC} and q_{AC}). Now, the PAF will be acting as the static synchronous compensator STATCOM described in the previous chapter.

For simultaneous compensation of both distortion and reactive power the separation of the DC component P_{AV} is sufficient. Thus, the PAF will be operating as a compensator of the fundamental harmonic and filter of higher harmonics. However, the problem is to build such a power semiconductor converter rated for big reactive power of fundamental harmonic (ordered MVAR) at high switching frequency (ordered kHz) to create compensation current of higher harmonics. In this case, the good technical solution presents an active filter with distributed power and decentralized control.

Different techniques can be used for DC components separation, such as Butterworth low-pass filtering, moving average method, etc. After separation of DC- and AC components in regard to the demanded function of PAF, the total reference current can be calculated by the relation:

$$i_{ref}(t) = \frac{1}{D} \cdot (u_{\alpha} \cdot p_{AC} - u_{\beta} \cdot q_{AC})$$

pre kompenzáciu iba deformačného výkonu, alebo:

$$i_{ref}(t) = \frac{1}{D} \cdot (-u_{\beta} \cdot Q_{AC})$$

pre kompenzáciu iba jalového výkonu záťaže, resp.:

$$i_{ref}(t) = \frac{1}{D} \cdot (u_{\alpha} \cdot P_{AC} - u_{\beta} \cdot q)$$

pre kompenzáciu deformačného a jalového výkonu, pričom D je determinant sústavy.

K celkovému referenčnému prúdu je potrebné pripočítať ešte činnú harmonickú zložku i_{loss} , ktorá slúži na pokrytie strát vznikajúcich v silovej časti meniča. Na určenie amplitúdy tohoto harmonického prúdu sa dá s výhodou použiť PI-regulátor jednosmerného napätia meniča.

Výkonové meniče využívané v oblasti výkonových aktívnych filtrov pracujú na princípe periodických zapínaní jednotlivých polovodičových prvkov. Táto skutočnosť spôsobuje, že výsledný výstupný prúd výkonového aktívneho filtra obsahuje okrem základnej zložky aj zložku vysokofrekvenčnú, ktorej frekvencia je úmerná spinacej frekvencii celého výkonového aktívneho filtra. Superponovaná VF zložka môže ďalej spôsobiť problémy funkčného, ekonomického ako aj legislatívneho charakteru. Preto je vhodné pri aplikáciách ako sú výkonové aktívne filtre použiť výstupný filtračný článok, ktorý zamedzí prieniku nosného kmitočtu do siete. Tento pasívny filter na výstupe PAF filtruje vyššie harmonické zložky v okolí spinacej frekvencie aktívneho filtra. Na odfiltrovanie nosnej zložky môžu byť použité rôzne typy filtračných obvodov, napr. sériový rezonančný obvod naladený na základnú frekvenciu siete pripojený do série s meničom, sériový rezonančný obvod naladený na nosný kmitočet pripojený paralelne k meniču, ďalej filtračný článok typu Γ alebo T , resp. filtračný článok zložitejšej typológie.

Pre praktické využitie sa javí ako najvhodnejší filtračný článok typu Γ . Všeobecná schéma zapojenia filtračného článku je na obr. 8.

Filter typu Γ predstavuje neselektívnu zádrž pre nosný kmitočet a čiastočný skrat pre nosný kmitočet a jeho vyššie harmonické násobky. Vo väčšine prípadov návrhu sa kmitočtová doména rozdeľuje na dve hodnoty, pracovný kmitočet meniča (50 resp. 60 Hz) a kmitočet nosný. Tento je pri výkonových aktívnych filtroch obmedzený predovšetkým spinacím strátovým výkonom na polovodičových súčiastkach a v praktických aplikáciách zriedka presahuje 5 - 10 kHz (platí nepriamo úmernosť medzi výkonom meniča a jeho spinacou frekvenciou). Z hľadiska výstupného filtračného článku je potom výhodnejšia vyššia spinacia frekvencia, pretože sa v takomto prípade dá dosiahnuť lepší stupeň filtrácie výstupného prúdu, pri súčasnom menšom rozmere prvkov filtračného člena, predovšetkým cievok. Úbytok napätia s nosnou spinacou frekvenciou (95 - 98 %) zadržia tlmivka L_2 , pričom pracovný prúd spôsobuje iba malý úbytok napätia do 10 %. Kondenzátorom C_2 tečie hlavne prúd s nosným kmitočtom obmedzený tlmivkou L_2 , takže výstupné napätie tohoto kmitočtu môže byť obmedzené na hodnotu len niekoľko percent napätia vstupného. Výkon takéhoto filtračného

for compensation of distortion power, or:

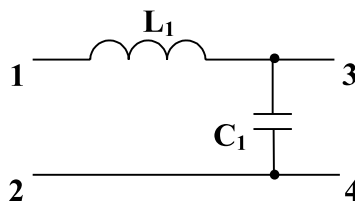
$$i_{ref}(t) = \frac{1}{D} \cdot (-u_{\beta} \cdot Q_{AC})$$

for compensation of reactive load's power, and finally:

$$i_{ref}(t) = \frac{1}{D} \cdot (u_{\alpha} \cdot P_{AC} - u_{\beta} \cdot q)$$

for compensation of both distortion and reactive power, whereas D is the determinant of the system.

For computation of total reference current it should be added that the real harmonic component i_{loss} , which covers the losses generated by the power part of the PAF converter. The magnitude of this current can be determined advantageously using PI controller of DC voltage of the converter.



Obr. 8. Filtračný článok typu Γ
Fig. 8. Filter circuit of type of Γ

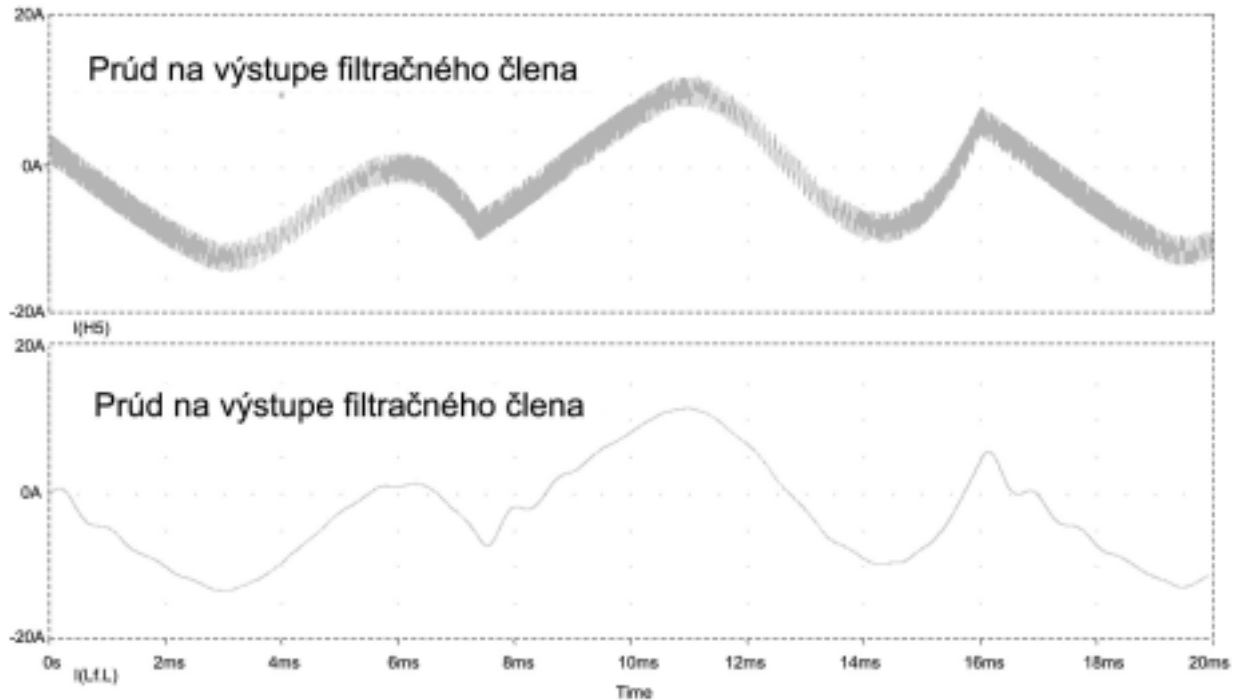
Power semiconductor converters used in field of power active filters operate based on periodically switching semiconductor elements. This fact causes that resulted output current of PAF contents besides the basic RF component. Its frequency is proportional to the switching frequency of PAF . This RF component can also cause problems of function, economic, and legislative character.

Therefore, for applications such as power active filters, it is useful to apply filtering of an output signal, which restricts penetration of switching frequency into network. A different type of passive filter circuits can be used for separating the carrier component such as a serial resonant circuit tuned in to a fundamental frequency, parallel resonant circuit tuned in to a switching frequency, filter circuit of type Γ or T , and many other topologies. For practice application it seems that the filter circuit of type of Γ is most suitable. The general scheme of the connection of filter circuit is shown in Fig. 8.

Γ -type of the filter circuit presents a non-selective trap for carrier frequency and a partial short circuit for the carrier frequency, and its higher harmonic multiplies. In most of the applications the frequency domain is divided into two values, working frequency of converter (50 or 60 Hz) and carrier frequency. Regarding the active power filters, this frequency is at first limited by switching power losses on semiconductor elements, and in practical applications rarely exceeds 15 - 20 kHz (inverse ratio between converter power and switching frequency). In terms of the output filter circuit, the higher switching frequency is preferable, because in this case it is the higher filtering level of output current possible besides smaller dimensions of elements and coils. A voltage drop of carrier frequency (95 - 98 %) is restricted by coil L_2 , while the working current causes only a small voltage drop of up to 10 %. Through capacitor C_2 the current flows of carrying frequency limited by inductor L_2 , so the output voltage of this frequency can be limited to several percent points of input voltage. The power of such a filter circuit might only be 5 - 10 %

článku môže byť iba 5 – 10 %, celkového výkonu aktívneho filtra, pričom straty dosahujú 1 – 5 % výkonu meniča. Priebeh výstupného prúdu aktívneho filtra pred a po filtrácii je na obr. 9.

of the general active filter power, while the losses are 1 – 5 % of converter power. Waveform of PAF-output current before and after filtering is shown in Fig. 9.



Obr. 9. Priebeh výstupného prúdu aktívneho filtra pred a po filtrácii
Fig. 9. Waveform of PAF-output current before- and after filtering

4. Perspektívy zvyšovania efektívnosti prenosu elektrickej energie

Proces reštrukturalizácie priemyslu, zmena vlastníckych vzťahov a prechod na trhovú ekonomiku prináša so sebou aj nový pohľad na otázky dostatočnosti a kvality elektrickej energie. Otázka dostatku elektrickej energie je čoraz ťažšie riešiteľná cestou extenzívneho budovania nových prenosových vedení a výrobní elektrickej energie. Požiadavky vlastníkov pozemkov, ochranných organizácií a v neposlednej miere aj verejná mienka núti prevádzkovateľov prenosových systémov minimalizovať výstavbu nových prenosových vedení a efektívnejšie využívať existujúce prenosové cesty pre prenos dostatočného množstva elektrickej energie k spotrebiteľovi.

Aj tieto dôvody viedli EPRI - Electric Power Research Institute v USA k tomu, aby sponzoroval výskumný program orientovaný na pružné prenosové systémy FACTS (výskum a vývoj technického riešenia a programového zabezpečenia), [11], [24].

Softvérový výskumný program obsahuje vývoj matematických a analytických modelov riadiacich jednotiek zariadení FACTS. Modely sú obsahom súboru simulačných programov EPRI. Tento balík je využívaný na simuláciu možných aplikácií zariadení FACTS v prenosových systémoch. Výsledky týchto simulácií ukazujú na možné zvýšenie prenosových schopností vedení v závislosti od konfigurácií, alebo prenosových obmedzení. Niektoré výsledky

4. Perspectives in Electric Energy Transmission Effectiveness Increasing

The process of industry restructures, changes in property ownership and transition to a direct market economic system inspires new points of view on electric energy sufficiency and quality questions. The question of sufficiency of electric energy is solved with more difficulties because the extensive construct of new transmission lines and power plants. Land owner requirements, protection organizations and last, but not least, public opinion force operators of transmission lines to minimum building of new transmission lines and to use existing corridors for a sufficient value of electric energy transmission.

Those reasons have also led the EPRI - Electric Power Research Institute to a sponsorship of research oriented on the flexible transmission systems FACTS (research and evaluation of software and hardware), [11], [24].

The software research program contains mathematical and analytic models evaluation for FACTS devices control units. EPRI simulation programs contain those models. This package is used for simulation of possible FACTS devices applications. The simulation results suggest the probable line transmission abilities increasing in dependence on configuration or transmission limits.

výskumného programu boli použité na zvýšenie prenosových schopností troch prenosových systémov v USA:

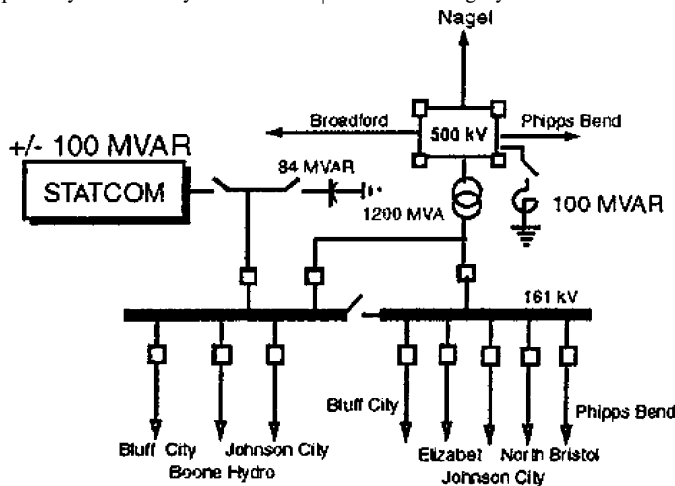
- zvýšenie výkonu prenosového vedenia na juhozápade USA z 300 MW na 400 MW,
- zvýšenie výkonu vedení medzi juhom USA a Floridou z 3400 MW na 4100 MW,
- zvýšenie výkonu vedení do New York City z 2600 MW na 3200 MW.

Technické riešenia výskumného programu sa týkajú vývoja riadiacich jednotiek pre *FACTS*, ktoré umožňujú dynamické riadenie prenosových parametrov vedení: impedancie vedenia, napätia prípojnic a fázového uhla. Výsledky tohto programu sú:

- tyristorovo riadený sériový kondenzátor (*TCSC*) riadi impedanciu vedenia 208 MVAR v elektrickej stanici *Slatt*,
- statický kompenzátor *STATCOM* pre riadenie napätia v elektrickej stanici *Sullivan* s výkonom ± 100 MVAR,
- výkonový regulátor typu *UPFC* pre riadenie komplexných parametrov prenosu (napätia, impedancie, fázového uhla a toku výkonov) v elektrickej stanici *Inez* s výkonom ± 160 MVA paralelne a ± 160 MVA sériovo, podľa zapojenia meničov,
- pružný viacfunkčný kompenzátor (*CSC - Convertible Static Compensator*) ± 200 MVA v elektrickej stanici *Marcy*.

Pre ilustráciu uvádzame niektoré technické podrobnosti elektrickej stanice Sullivan, nachádzajúcej sa v severovýchodnej časti štátu Tennessee. Je napájaná z rozsiahlej elektrickej siete 500 kV a cez štyri 161 kV vedenia, ktoré sú pripojené cez 1,2 MVA transformátor. Zo stanice sú napájaní siedmi distribútori elektrickej energie a jeden veľký priemyselný odberateľ (obr. 10). Zariadenie *FACTS* - statický synchronný kompenzátor *STATCOM* - inštalované v tejto elektrickej stanici, pracuje s výkonom ± 100 MVAR. Kompenzátor má nasledovné hlavné časti: 48-impulzový dvojjárový napäťový menič, kombinovaný s ôsmimi trojfázovými meničmi v mostovom 6-impulzovom zapojení (každý s nominálnym výkonom 12,5 MVA), jednoduchý znižovací transformátor so sekundárnym vinutím hviezda/trjuholník na pripojenie meničov k 161 kV vedeniu, uzavretý kvapalinový chladiaci systém a centrálny riadiaci systém. Celé zariadenie je umiestnené v hale s rozmermi 27,4 \times 15,2 m.

Zmenou veľkosti dodávaného, resp. odoberaného reaktívneho výkonu môže kompenzátor *STATCOM* regulovať napätie na prípojnicach 161 kV. Po uvedení zariadenia do prevádzky sa zredukovalo prepínanie odbočiek transformátora z 250 prepnutí za mesiac na 2 až 5 za mesiac. Okrem toho zariadenie môže pripínať kapacitnú batériu, s celkovým reaktívnym výkonom 84 MVAR. Toto sa využíva hlavne v zimnom období.



Obr. 10. Schéma zapojenia elektrickej stanice Sullivan
Fig. 10. Scheme of connection of electric station Sullivan

Some of the results have been used to increase transmission abilities of three transmission systems in the United States:

- transmission line power increasing in southwestern United States from 300 MW to 400 MW,
- transmission lines power increasing between southern United States and Florida from 3400 MW to 4100 MW,
- transmission lines power increasing to New York City from 2600 MW to 3200 MW.

The hardware program evaluates control units for *FACTS*, which allows dynamic control of transmission line parameters: line impedance, buses voltage and phase angle.

The results are as follows:

- Thyristor controlled serial compensator (*TCSC*), which controls the 208 MVAR line impedance at electric station *Slatt*,
- *STATCOM* compensator for voltage control at electric station *Sullivan* with ± 100 MVAR,
- *UPFC* type power regulator for complex parameters control (voltage, impedance, phase angle and of power flow) at electric station *Inez* with ± 160 MVAR parallel and 160 MVAR serial, by the connection of the converters,
- flexible multifunctional compensator (*CSC - Convertible Static Compensator*) ± 200 MVA at electric station *Marcy*.

For illustrations we can refer to some of the technical details at the electric station Sullivan of the TVA Company, which is in the northeast territory of the state of Tennessee. It is supplied from a wide power network 500 kV through four 161 kV lines, which are connected through a 1.2 MVA transformer. From the station seven distributors and a large industrial demand are connected (Fig. 10).

FACTS device installed in this electric station (± 100 MVAR) consists of the following main parts: 48-pulse two-level voltage converter combined with eight six-pulse three-phase bridge-circuit converters (12,5 MVA each), simply reducing transformer with Y/delta secondary winding to connect to 161 kV line, closed-circuit cooling system and central control system. The whole device is situated in 27,4 \times 15,2 m size hall.

Static synchronous compensator *STATCOM* adjusts the voltage on 161 kV buses by changing the generated reactive power. After activating the device the activity of the transformer switch was reduced to 2 - 5 times in the month out of 250 before. Besides, this device can switch 84 MVAR capacitor batteries to the network, making use in winter months.

Ako je z uvedeného prehľadu vidieť, prenosy elektrickej energie sa budú zrejme v budúcnosti uberať cestou nasadenia progresívnych technológií *FACTS*, ktoré dokážu podstatne zvýšiť prenosové schopnosti existujúcich prenosových vedení bez potreby investovania do výstavby nových. V súčasnosti sa stáva nasadenie týchto zariadení už iba otázkou ekonomickou a finančnou, technické prednosti boli už dostatočne preukázané.

As it is possible to see, electric energy transmission will probably follow the direction of *FACTS* progressive technologies in the future, which are able to increase the essential transmission capacity of existing transmission lines without any need to invest in constructing new ones. Thus, the onset of the mentioned devices remains a financial and economic dilemma since the technical benefits have already been sufficiently arguable.

5. Literatúra - References

- [1] DOBRUCKÝ, B., KAREV, A. V.: *Static VAR Compensator with Inductor on its DC Link Side* (in Slovak). Power Electronics (Výkonová elektronika) Bulletin, 1979, No. 1, pp. 6-10
- [2] DOBRUCKÝ, B.: *Self-Controlling Properties of Current Source Inverter with Compensation of Reactive Energy of the Load* (in Slovak). Power Electronics (Výkonová elektronika) Bulletin, 1986, No. 11, pp. 1-9
- [3] ANWANDER, E., KLOSS, A.: *75 Years of ABB Power Electronics* (in German). Asea Brown Boveri, Turgi (CH), 1988, pp. 2-11
- [4] BAADER, U., DEPENBROCK, M., GIERSE, G.: *Direct Self Control of Inverter-Fed Induction Machine: A Basis for Speed Control without Speed Measurement*. Proc. of IEEE-IAS Annual Meeting, 1989, pp. 486-492
- [5] OFFRINGA, L. J. J., de JAGER, W. A. G., van OVERBEEKE, F.: *Modelling and Control of 4-Quadrant Pulse Modulated Line-Side Converter for 25 kV, 50 Hz - Supplied Traction Equipment*. Proc. of European EPE '91 Conf., Firenze, 1991, pp. 100-110
- [6] YANG, B., ZELAYA-de la PARRA, H., TAUFIG, J. A.: *Transient Study of a Single-Phase Pulse Converter (SPPC) with a VSI-IM Traction Drive Load*. Proc. of European EPE '91 Conf., Firenze, 1991, pp. 550-555
- [7] CASCONI, V., MANTICA, L., OBERTI, M.: *Three Level Inverter DSC Control Strategies for Traction Drives*. Proc. of European EPE'91 Conf., Firenze, 1991, pp. 4.094-4.098
- [8] AKAGI, H.: *New Trends in Active Filters* (Keynote paper). Proc. of European EPE '95 Conf., Vol. 0, Sevilla (ES), Sept. 1995, pp. 0.017-0.026
- [9] CHALOUPKA, F.: *4-Quadrant Drive with Pulse Converter and DSC of Induction Motor* (in Czech). PhD Thesis, Faculty of Electrical Engineering, University of Žilina (SK), July 1995, pp. of 267
- [10] GOEKE, T., GRETSCH, R., PESTKA, J., SCHNEIDER, J., WECK, K. H., WELLSOW, W. H.: *Central Compensation of Harmonics - Legal Aspects, System Requirements and Technical Solution*. Proc. of CIGRÉ, Vol. 36, Paris (FR), 1996, pp. 304
- [11] WILDBERGER, A. M.: *Complex Adaptive Systems - Concepts and Power Industry Applications*. IEEE Control Systems, Vol. 17, No. 6, Dec. 1997, s. 77-88
- [12] DOBRUCKÝ, B., KYRÄ, J., RÁČEK, V., HUKEL, M., DUBOVSKÝ, J.: *Improvement of Performance of 4Q Converter using Unidirectional DC Link Inductor*. Proc. of European EPE '97 Conf., Vol. 4, Trondheim (NOR), Sept. 1997, pp. 4.465-4.469
- [13] RÁČEK, V., DOBRUCKÝ, B., VITTEK, J., POKORNÝ, M.: *Time-Suboptimal Analysis and Control of Fast Three-Phase Active Filter Acting in 1/6 of Period*. Proc. of IEEE-APEC '98 Conf., Vol. 2, Anaheim CA (USA), Feb. 1998, pp. 979-985
- [14] KARA, A., AMHOF, D., DAEHLER, P., GRUENING, H.: *Power Supply Quality Improvement with a Dynamic Voltage Restorer*. Proc. of IEEE-APEC '98 Conf., Vol. 2, Anaheim CA (USA), Feb. 1998, pp. 986-993
- [15] HAVRILA, R., MAKAROVIC, J.: *New Technologies of Unfavourable Influence Decreasing in Electrified Systems* (in Slovak). Textbook, Institute of Continuing Learning, University of Žilina (SK), March 1998
- [16] DOBRUCKÝ, B., KUCER, P., ALEXÍK, M.: *Fuzzy Control of AC Traction Drives*. ElectroMotion 5 (1998), No. 2, 2. Q/1998, pp. 65-74
- [17] DOBRUCKÝ, B., POKORNÝ, M.: *Dynamic Compensation of Three-Phase Symmetrical System Using Clarke Orthogonal Transform*. Proc. of EM '98 Conf. on Energy Management, Dubrovnik (CRO), May 1998, pp. 100-105
- [18] ALTUS, J., DOBRUCKÝ, B.: *Conjunction of Power Electronics, Electroenergetics and Electric Traction in 21st Century* (in Slovak). Proc. of Conf. "Trends of Economic Development of SR", Tr. Teplice (SK), July 1998, pp. 45-48
- [19] JOZEFÁK, E.: *Direct Torque Control of Induction Motor with Predictive Type of Filter* (in Slovak). PhD Thesis, Faculty of Electrical Engineering, University of Žilina (SK), Dec. 1998
- [20] DOBRUCKÝ, B., OTČENÁŠOVÁ, A., POKORNÝ, M., TABAČEK, R.: *The New Possibilities of Dynamic Compensation and Regeneration of Energy in Electric Traction*. Communications - Scientific Letters of University of Žilina, No. 1, 1.Q/1999, pp.
- [21] GRUENBAUM, R., NOROOZIAN, M., THORVALDSON, B.: *FACTS - Powerful Systems for Flexible Energy Transmission* (in German). ABB Technik, May 1999, pp. 4-17
- [22] WESTERMANN, D., RAHMANI, M., GUAY, J.: *Flexible AC Transmission Systems (FACTS)*. Proc. of ELEKTRO '99 Conf., Vol. of Electrical Engineering, University of Žilina (SK), May 1999, pp. 1-15, 169-194 - 6 papers
- [23] DOBRUCKÝ, B., POKORNÝ, M., RÁČEK, V., HAVRILA, R.: *A New Method of the Instantaneous Reactive Power Determination for Single-Phase Power Electronic Systems*. Proc. of European EPE '99 Conf., Lausanne (CH), Sept. 1999, pp. (CD-ROM)
- [24] EDRIS, A.: *FACTS Technology Development: An Update*. IEEE Power Eng. Review, March 2000, pp. 4-9

- [25] ROCH, M., CABAJ, P., JANOUŠEK, L.: *Active Filters as a Tool for Electromagnetic Compatibility of Power System Increasing*. Proc. of TELESCON2000 Conf., Dresden (DE), May 2000 - The Best Student Paper Award
- [26] DOBRUCKÝ, B., POKORNÝ, M., JANOUŠEK, L., ROCH, M.: *Power Supply Quality Enhancement using Active Filters and Energy Storage Means*. Thematic Project Proposal for FP5 EU Programme, V 7.00, EF ŽU Žilina, prepared in July 2000
- [27] DOBRUCKÝ, B., JOZEFÁK, L., ROŠKO, P.: *Application of Kalman- and Extended Kalman Filter in Direct Torque Control of Induction Motor Drive*. Proc. of PEMC 2000 Conf., Vol. 6, Košice (SK), Sept. 2000, pp. (CD-ROM)
- [28] RÁČEK, V. et al.: *High Harmonics Elimination and Power Factor Compensation in 25 kV/50 Hz Traction Power Supply Network* (in Slovak). Research report No. EU 725/00, University of Trenčín & Electrical Research and Testing Institute, N. Dubnica (SK), Sept. 2000

Aleš Lieskovský – Ivo Myslivec *

FUZZY LOGIKA V RIADENÍ ŽELEZNIČNÝCH VOZIDIEL – NUTNOSŤ ALEBO MÓDA?

FUZZY LOGIC IN RAILWAY VEHICLE CONTROL – A NECESSITY OR A MODE?

Článok sa zaoberá literatúrou pripisovanými a skutočnými vlastnosťami prevádzkovaných konvenčných (nie-fuzzy) regulátorov na automatizáciu riadenia železničných vozidiel. Na príkladoch z bežnej prevádzky na Českých dráhach dokazuje, že konvenčné regulátory sú nielen prevádzkyschopné, ale že majú také parametre, ktoré budú fuzzy zariadenia len ťažko spĺňať. Svoje tvrdenia podporujeme nie výsledkami simulácií, ale výsledkami skutočnej mnohoročnej prevádzky konvenčných regulátorov rýchlosti a cieľového brzdenia.

V poslednom čase sme mali možnosť prečítať niekoľko odborných článkov, opisujúcich možnosti využitia regulátorov na báze fuzzy logiky v procese riadenia železničných hnacích vozidiel. Aj keď tieto články pochádzali od autorov z rôznych častí Európy, všetky sa vzácné zhodovali v tom, že iba fuzzy logika umožní vytvoriť regulátor rýchlosti či regulátor cieľového brzdenia použiteľný v praxi.

V článkoch sa porovnávali fuzzy regulátory, či dokonca iba ich simulácie so simuláciami regulátorov konvenčných (t. j. nie-fuzzy), nikdy nie však s regulátormi skutočnými (aj keď existujúcimi a využívanými). Z týchto porovnaní vždy vychádzali fuzzy regulátory ako lepšie – t. j. spoľahlivejšie, kvalitnejšie, jednoduchšie, menšie. Konvenčný regulátor bol naopak prezentovaný ako síce teoreticky riešiteľný, avšak zložitý na programovanie, náročný na pamäť, pomalý, málo stabilný, so zlými vlastnosťami.

Naša skupina sa problémom automatizácie riadenia hnacích vozidiel zaoberá takmer 40 rokov, z čoho posledných 13 rokov ide o regulátory číslicové. Cítíme sa preto byť dostatočne odborne povolaní k vyjadreniu nášho stanoviska k danej problematike.

Pripomeňme históriu vývoja automatizačnej techniky pre hnacie vozidla v ČSD a ČD.

Prvé regulátory rýchlosti vznikli v polovici 60. rokov. Zo zrejmych dôvodov boli analógové a v analógovej technike je akékoľvek „fuzzy“ správanie súčiastok nežiaduce. Napriek tomuto technologickému obmedzeniu sa na tejto platforme vyrobilo niekoľko stoviek kusov regulátorov rýchlosti v troch technologických úrovniach (o. i. to bolo prvé sériové nasadenie regulátorov rýchlosti v Európe a zrejme i vo svete – 35 kusov v roku 1972), ako aj nie-

The paper addresses features imputed by literature with real features of applied conventional (non-fuzzy) regulators for automation of railway vehicles control. It demonstrates with examples from everyday operation on the Czech Railways that conventional regulators are not only able for everyday operation, but they have parameters that fuzzy regulators will achieve only with difficulties. The authors support their assertions not by the results of simulations but by the results of real, long-term, everyday use of conventional speed regulators and target braking ones.

Recently we have read several expert articles dealing with the possibility of use of fuzzy-logic based controllers in the railway traction vehicles control process. Although these articles came from different parts of Europe, all of them conformed to the declaration that only the fuzzy logic enables to create a speed regulator or the target-braking regulator, which are usable in daily operation.

In the articles, the fuzzy regulators or even only their simulations were compared to simulations of conventional (i.e. not-fuzzy) regulators, but never to real regulators, which exist and are in everyday operation. The fuzzy regulators proceeded from these comparisons as better – i.e. more reliable, first-rate, simpler and smaller. The conventional regulators, on the other hand, were presented as theoretically possible but difficult to program memory consuming, slow, not stable enough and of bad quality.

Our research group have dealt with the problem of railway vehicle automation for almost 40 years, from which the last 13 years we have dealt with digital regulators. Therefore, we feel to be experienced enough in this branch to present our opinions.

Let us remind you of a history of development of automation technology for traction vehicles for Czechoslovak and next for Czech Railways.

Speed regulators first came into existence in the half of 1960's. They were analogue, of course, and in analogue technology, any “fuzzy” behavior of components is undesirable. Nevertheless, in spite of the technological restriction, several hundreds of analogue speed regulators were made in three technological levels (by the way, Czechoslovakia was the first country in Europe and probably

* Dr. Ing. Aleš Lieskovský, Dr. Ing. Ivo Myslivec

AŽD Praha s.r.o., Dpt. Research & Development, Žirovnická 5. CZ-10617 Praha 10, Czech Republic,
Tel.: +420-2-67287371, E-mail: Lieskovsky.Ales@azd.cz, Myslivec.Ivo@azd.cz

koľko vzoriek regulátorov cieľového brzdenia pre železniciu a celá séria týchto regulátorov pre metro.

Po nástupe číslicovej techniky táto začala prenikať aj do oblasti automatizácie riadenia hnacích vozidiel. Spočiatku iba do periférnych obvodov analógových regulátorov rýchlostí či do obvodov pomocných funkcií, avšak začiatkom 90. rokov bol sprevádzkovaný prvý mikroprocesorový regulátor. Trocha paradoxne bol ako prvý vytvorený mikroprocesorový regulátor cieľového brzdenia, ktorý spolupracoval s klasickým analógovým regulátorom rýchlostí. Vzhľadom na priaznivé skúsenosti s analógovým regulátorom aj vzhľadom na jeho vlastnosti bolo celkom prirodzené, že program mikroprocesorového regulátora zodpovedal štruktúre jadra regulátora analógového. A pretože analógový regulátor bol konvenčný (nie-fuzzy), bol aj číslicový regulátor konvenčný. Schopnosti procesoru potom boli využité na aplikáciu ďalších funkcií a na vylepšenie funkcií existujúcich - išlo hlavne o celkom nový systém orientácie vlaku na trati.

Prvý program pre regulátor cieľového brzdenia (RCB) bol napísaný v assembleri procesoru Z80. Veľmi úspešne bol v prevádzke odskúšaný na funkčnej vzorke regulátora cieľového brzdenia prevádzkovanom v rokoch 1991 - 95 na rušni 163.034 medzi stanicami Praha Masarykovo nádraží a Kolín. Téma o nepoužitelnosti konvenčného regulátora v praxi teda neplatí.

V roku 1992 bol systém modernizovaný na procesor I8088. RCB bol prepísaný do assemblera tohto procesora a rozšírený o funkciu energetickej optimalizácie jazdy vlaku (OJV). V jednom procesore na frekvencii 4.77 MHz teda v reálnom čase bežali 4 vetvy CB (to všetko dokopy taktované prerušením 50 ms), proces orientácie na trati (volaný vždy po ubehnutí dráhy 0,10 m) a proces energetickej optimalizácie jazdy. Veľkosť celého programu RCB + OJV je 14 kB, z čoho vlastný regulátor zaberá necelých 0,8 kB, asi 1,5 kB tvorí časť vyberajúca aktuálne ciele a zvyšok je orientácia na trati a v cestovnom poriadku, servisné programy, riadenie komunikácie a ďalšie podporujúce podprogramy. Optimalizátor jazdy zaberá 2 kB, knižnica aritmetiky v plávajúcej čiarky potom 0,8 kB. Na základe týchto skutočností neplatí tvrdenie, že konvenčný regulátor je veľmi rozsiahly a pomalý.

V nasledujúcich dvoch rokoch boli vystrojené 4 motorové vozne radu 470 číslicovou reguláciou od centrálného riadiaceho člena až po energetickej optimalizáciu jazdy (teda s výnimkou vlastného regulátora pohonu). V roku 1993 bol teda sprevádzkovaný prvý číslicový regulátor rýchlostí. Tento regulátor vychádza rovnako ako regulátor cieľového brzdenia zo svojho analógového predchodcu, a preto je konvenčný. Opäť bol napísaný veľmi efektívnym spôsobom, takže zaberá asi 6 kB pamäti a rovnako ako spomínaný regulátor je aj tento regulátor založený na procesore I8088. Všetky 4 motorové vozne jazdia s uvedeným regulačným systémom aj v súčasnosti na veľkú spokojnosť rušňovodičov (podstatné uľahčenie služby a zvýšenie bezpečnosti premávky), ako aj pracovníkov údržby (systém nevyžaduje nijakú údržbu a sporadické poruchy idú prevažne na vrub zdrojovej časti systému). Oblíbenosť konvenčného regulátora potvrdzuje jeho spoľahlivosť, stabilitu a presnosť - bez týchto vlastností by ho prevádzka odmietla.

also in the world where serial speed regulators came into regular everyday operation - 35 pieces in 1972).

As digital technology came into everyday use, it began to penetrate into automation of railway vehicle control. The first use was in peripheral circuits of analogue speed regulators and in auxiliary functions, but at the beginning of the 1990's, the first microprocessor regulator was built. As a little paradox, the first microprocessor regulator was the target-braking regulator, which cooperated with the classical analogue speed regulator. Because of favorable experience with the analogue target-braking regulator and because of its good properties, it's no wonder that the microprocessor regulator program corresponded to the the core structure of the analogue regulator. And as the analogue regulator was conventional (non-fuzzy), the digital regulator was conventional, too. The processor capabilities were utilized for new function applications and for making present functions better - and as the most important, for making a completely new system of train-on-track orientation. The first program of the target-braking regulator was written in the assembly language of the Zilog Z80 microprocessor. The regulator was very successfully tested in the period of 1991 - 1995 between the Praha Masaryk's station and Kolín (62 km) on the DC universal engine 163.034. These experiences contradict the published opinions about an inapplicability of conventional regulators in practice.

In 1992, the system was updated by microprocessor Intel I8088. The program was rewritten into this processor's assembly language and the function of energy optimization of the train running was added. So, in real time, four parallel branches of the target-braking regulator were running under 50 ms interrupt, on-track orientation was executed every 0.1 m of passed distance and energy optimization function running in the main loop - that all in one processor with a 4.77 MHz clock. The entire program of the target-braking and energy optimization regulator occupied 14 kilobytes of memory. From these, the core of the target-braking regulator (target-braking regulation itself) is 800 bytes. The part, which selects the relevant targets, is about 1.5 KB, and the rest is on-track and timetable orientation, communication control and other auxiliary subroutines. The energy optimization occupies 2 KB, and the flow-point mathematical library is 800 bytes large. Regarding the above mentioned properties we contradict the published arguments that the conventional regulator is very large and slow.

In the following two years, four class 470 electric motor coaches were equipped with a fully digital control, which included a local and central control unit, speed regulator, target-braking regulator and energy optimization regulator (i.e. excluding low-level traction control). So, the first digital speed regulator came into operation in 1993. Alike the target-braking regulator, the speed regulator arises from its analogue predecessor and that is why it is conventional. It was written in a very effective way and occupies about 6 kilobytes of memory. The processor is still the same type - I8088. All four coaches run with the described control system until these days, with great pleasure of drivers (making the duty easier and safety increasing) and maintenance workers (maintenance-free system). The popularity in everyday operation confirms the reliability, stability and preciosity of these conventional regulators; without these features the staff would have refuse them.

V nasledujúcich rokoch boli v našej skupine vytvorené ďalšie konvenčné regulátory – centrálné regulátory vozidla (obsahujúce okrem centrálného riadiaceho člena tiež regulátor rýchlosti) pre vozne 843 a 943 (celkom 42 vozidiel, programované v assembleri procesora Siemens 80C166), centrálné regulátory a regulátory cieľového brzdenia vrátane energetickej optimalizácie (tzv. automatické vedenie vlaku - AVV) pre vozne 471 a 971 (k 1. 1. 2001 zatiaľ 10 vozidiel, ďalšie vo výrobe, programované v jazyku C a v assembleri procesora Motorola 68360), regulátory rýchlosti pre lokomotívy r. 111 s diaľkovým rádiovým riadením a rušne r. 754 (zatiaľ 3 + 1 vozidlo, opäť procesor SIEMENS 80C166). Ďalej boli pripravené regulátory pre nakoniec nerealizované lokomotívy radu 714.3 a tiež pre toľko diskutované (a zatiaľ definitívne neodsúhlasené ani nezamietnuté) vysokorýchlostné jednotky r. 680 s naklápacími skriňami.

V súčasnej dobe naša skupina pracuje na ďalšej realizácii kompletného regulačného systému vrátane energetickej optimalizácie jazdy pre pražské metro (systém na báze procesora Motorola 68360).

Tento dlhší historický exkurz mal ukázať, že v danej problematike sme na rozdiel od mnohých iných autorov neskončili pri teoretických výpočtoch či simuláciách, ale navrhnuté regulátory aj skonštruovali a uviedli do bežnej železničnej prevádzky.

Vyššie uvedené konkrétne realizácie dokazujú vhodnosť a správnosť použitia konvenčných metód pri riešení regulátora rýchlosti aj regulátora cieľového brzdenia.

Pri správnej a dôslednej analýze problému, či už regulátora rýchlosti alebo regulátora cieľového brzdenia, je možné celý problém rozdeliť do čiastkových úloh, ktoré sú matematicky presne a jednoducho opísateľné a preto i programovateľné. Najzložitejšími matematickými úkonmi vykonávanými v našich regulátoroch sú odmocnina (naviac riešená rýchlym originálnym algoritmom na základe Hornerovej schémy) a trojčlenka. Nami zostrojené a prevádzkované regulátory dokazujú, že aj diferenciálna rovnica pohybu vlaku je s dostačujúcou presnosťou riešiteľná týmito nástrojmi.

Konkrétne výsledky:

Kvalitu regulátora rýchlosti môžeme posúdiť v 3 pracovných režimoch regulátora: presnosť udržovania rýchlosti (t. j. statická presnosť), reakcia na skok požadovanej rýchlosti (t. j. rýchlostný odozvy a aperiodicita navedenia na novú hodnotu), a schopnosť sledovania premennej hodnoty požadovanej rýchlosti. Zatiaľ čo prvé a väčšinou aj druhé kritérium sleduje väčšina autorov fuzzy zariadení, tretiemu kritériu časť autorov zrejme nevenuje pozornosť, aj keď ono je pre správnu činnosť regulátora cieľového brzdenia rozhodujúce.

Kvalita regulátora cieľového brzdenia sa analyticky posudzuje obtiažnejšie, avšak veľmi vhodné a názorné je štatistické spracovanie výsledkov regulácie, t. j. presnosti dojazdov do cieľa. Na posúdenie kvality regulátora je však potrebné posúdiť aj priebeh procesu brzdenia (či nedochádza ku kmitaniu brzd, k niekoľkokrátovému

In the following years, our research group had developed the next conventional regulators – central vehicle regulators (which include both central control units and speed regulators) for class 843 diesel coaches and for class 943 driving trailers (together 42 vehicles; regulators were programmed in assembly language of Siemens 80C166 microprocessor), next, central vehicle regulators and target-braking regulators including energy optimization (Automatic train operation AVV) for suburban EMU's class 471 and 971 (10 vehicles in operation at present next ones are being manufactured, the regulators are programmed partly in C-language and partly in assembly language of Motorola 68360 microprocessor), speed regulators for shunting locomotives class 111 with remote radio control and for universal diesel loco class 754 (at present, 3 + 1 vehicles also with Siemens 80C166 microprocessor). Last but not least, the regulators for diesel locos class 714.3, which have been scratched at last, and for problematic (and definitively neither ordered nor refused) high-speed EMU's with tilting bodies class 680 were prepared.

At present time, our group is preparing the realization of complete control system including energy optimization for the Prague underground railway (Metro). The system is based on the Motorola 68360 microprocessor.

This a slightly longer historical excursion should show our experience in this task. We haven't finished our work by theoretical calculations and simulations, but we have brought the described regulators into regular everyday operation.

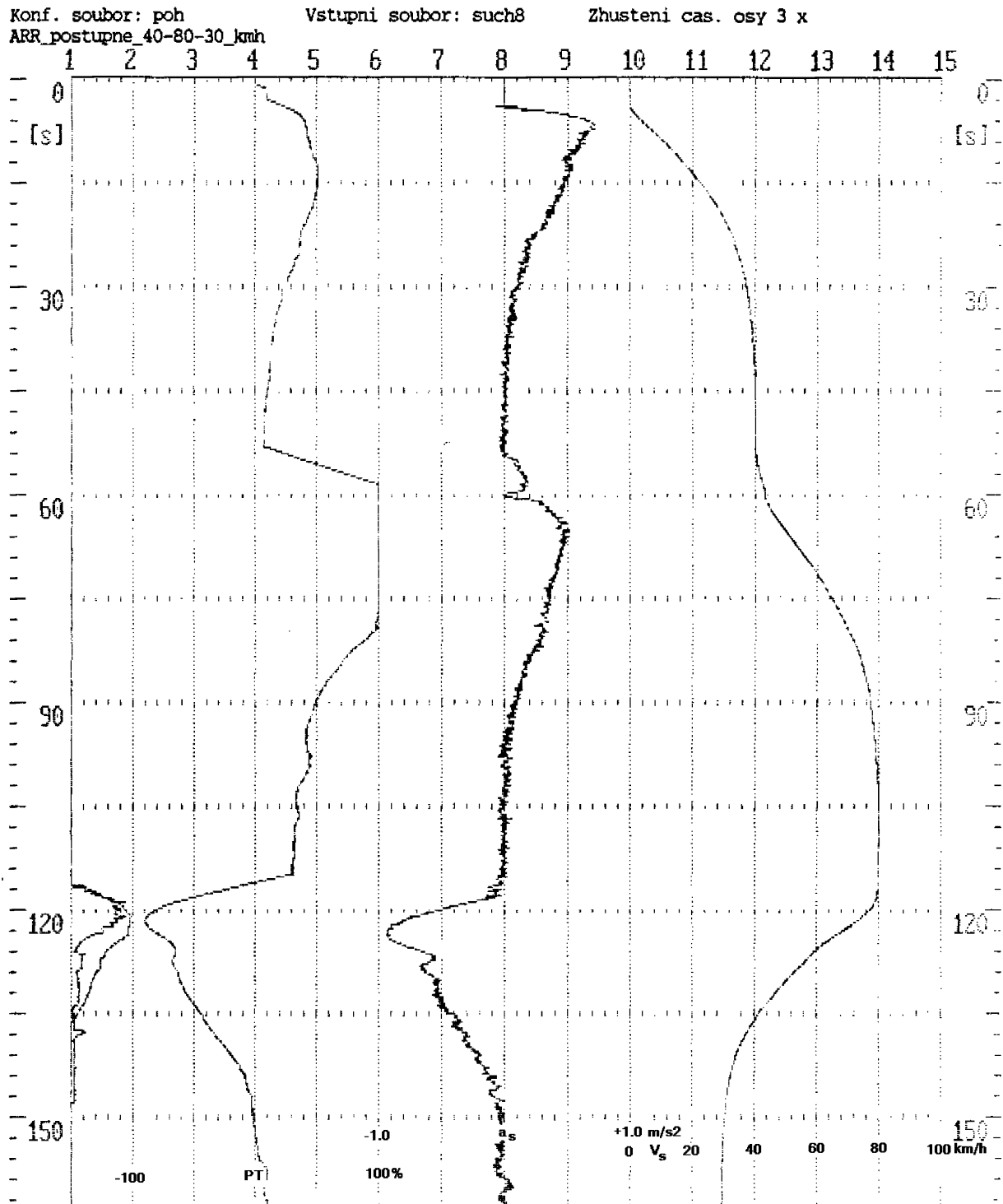
The above-mentioned realizations demonstrate that it is suitable and correct to use conventional methods for solving speed regulator or target braking.

During the correct and consequential analysis of the problem of whether speed regulator or target braking, the whole problem can be separated into partial problems that are able to be mathematically exactly and simply described and, hence, simply programmed. The most complicated mathematical acts, which are used in our regulators, are square root (which is solved by special algorithm based on Horner's scheme) and rule of proportion. Our regulators demonstrate that even by these simple tools, the differential equation of train running is solvable with sufficient precision.

Our results:

The quality of a speed regulator can be appreciated in three working modes: the precision of keeping speed (i.e. static accuracy), the reaction to required speed jump (i.e. the speed of response and the aperiodicity of reaching a new value of required speed) and the ability to trace the varying value of required speed. While the majority of authors of fuzzy devices watch the first and also, mostly the second criteria, the third criterion remained hidden for a part of them, but it is crucial for a correct working of the target-braking regulator.

The quality of the target-braking regulator is a more difficult to appreciate analytically, but statistical evaluation of the results of regulation, i.e. arrivals to target point, is very objective. For appreciation of regulator quality, it is necessary to appreciate the course of braking (if there are no oscillations during braking, if the real speed at target point is not less than target value) and both



Obr. 1. Proces navádzania motorového vozňa 843.031 (14.07.1999, Suchdol n. O.) na rozličné požadované rýchlosti
Fig. 1. The process of vectoring of diesel coach 843.031 (14.Jul.1999, Suchdol n. O.) to different required speeds

brzdění alebo sa nedosahuje cieľová rýchlosť) a obidvoch prechodových dejov, t. j. navedenia na brzdnú krivku a prechodu do ustálenej rýchlosti či zastavenia. Osobitne zaujímavé a vypovedajúce sú potom výsledky brzdění bez použitia dynamickej brzdy.

transient processes, i.e. reaching the leading curve and transition into constant target speed or stopping. The very interesting results of the target-braking process are the ones with rheostat brake failure or brake out of operation.



Obr. 2. Záznam presnosti dojazdov elektrickej jednotky radu 471 - jedna stanica, rôzne vlaky

Fig. 2. The record of stoppings of EMU class 471 - one station, different trains

Podobne, t. j. štatisticky, je vhodné hodnotiť výsledky činnosti optimalizátora jazdy.

Ďalšou oblasťou posudzovania kvality regulátorov je ich činnosť v prípade vonkajšieho zásahu do regulovaného procesu.

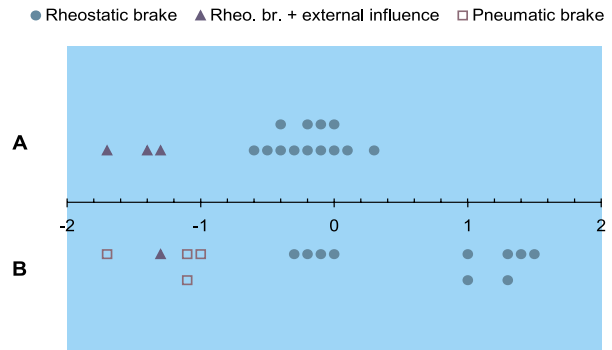
Zatiaľ čo pri regulátore rýchlosti je vonkajšie narušenie procesu regulácie (t. j. v tomto prípade použitie brzdy rušňovodičom) viacmenej výnimočné a ošetrovanie situácie je záležitosťou podporujúcej logiky regulátora a nie vlastného regulačného jadra, pri cieľovom brzdení dochádza k podobným narušeniam podstatne častejšie. Najčastejšími sú šmyk náprav a výpadok dynamickej brzdy v priebehu brzdenia.

Optimalizátor jazdy sa potom musí vyrovnáť hlavne s výpadkom pohonu v priebehu rozjazdu a s neplánovaným obmedzením rýchlosti zavineným dopravnou situáciou.

Ďalšou situáciou, podľa ktorej je nutné posudzovať kvalitu regulátorov, je ich odozva na technickú poruchu vlastnú alebo periférnych zariadení. Aj keď nami vyvinuté regulátory nemajú atribút bezpečných (fail-safe) zariadení, sú vytvorené tak, aby všetky detekované nedostatky navodili pokiaľ možno bezpečnejší stav.

V prípade poruchy je reakcia systému závislá od závažnosti poruchy. Poruchy možno rozdeliť na nezávažné a závažné. Ako príklad uvedieme členenie pri regulátore cieľového brzdenia - za nezávažné považujeme napr. neprečítanie traťového informačného bodu na širšej trati, kedy systém po vyčerpaní dráhovej tolerancie v priebehu ktorej ešte akceptuje čítanie informačného bodu reaguje tak, ako keby bol bod prečítaný v predpokladanom mieste. V tomto prípade iba nedochádza k upresneniu chyby polohy vzniknutej nepresnosťou nastavenia priemeru kolies a vplyvom šmykov a sklzov, avšak nemôže dôjsť k strate informácie o traťovej či staničnej koľaji. Na upresnenie dodávame, že tolerancia tejto chyby je obmedzená na určitú dráhu od posledného korektné prečítaného informačného bodu.

Za závažnú chybu sa naopak považuje napr. neprečítanie informačného bodu za rozvetvením koľají, kde sa stráca informácia o tom, po ktorej staničnej či traťovej koľaji vlak ďalej pokračuje. V tomto prípade systém ohlásí rušňovodičovi stratu orientácie,



Obr. 3. Štatistika dojazdov elektrickej jednotky radu 471 - dva vlaky, rôzne stanice. A - suchá koľaj, vlak 9355, 22. 03. 2000, B - mokrá koľaj, vlak 9308, 28. 3. 2000. Stupnica osy x je od -2 do +2 m

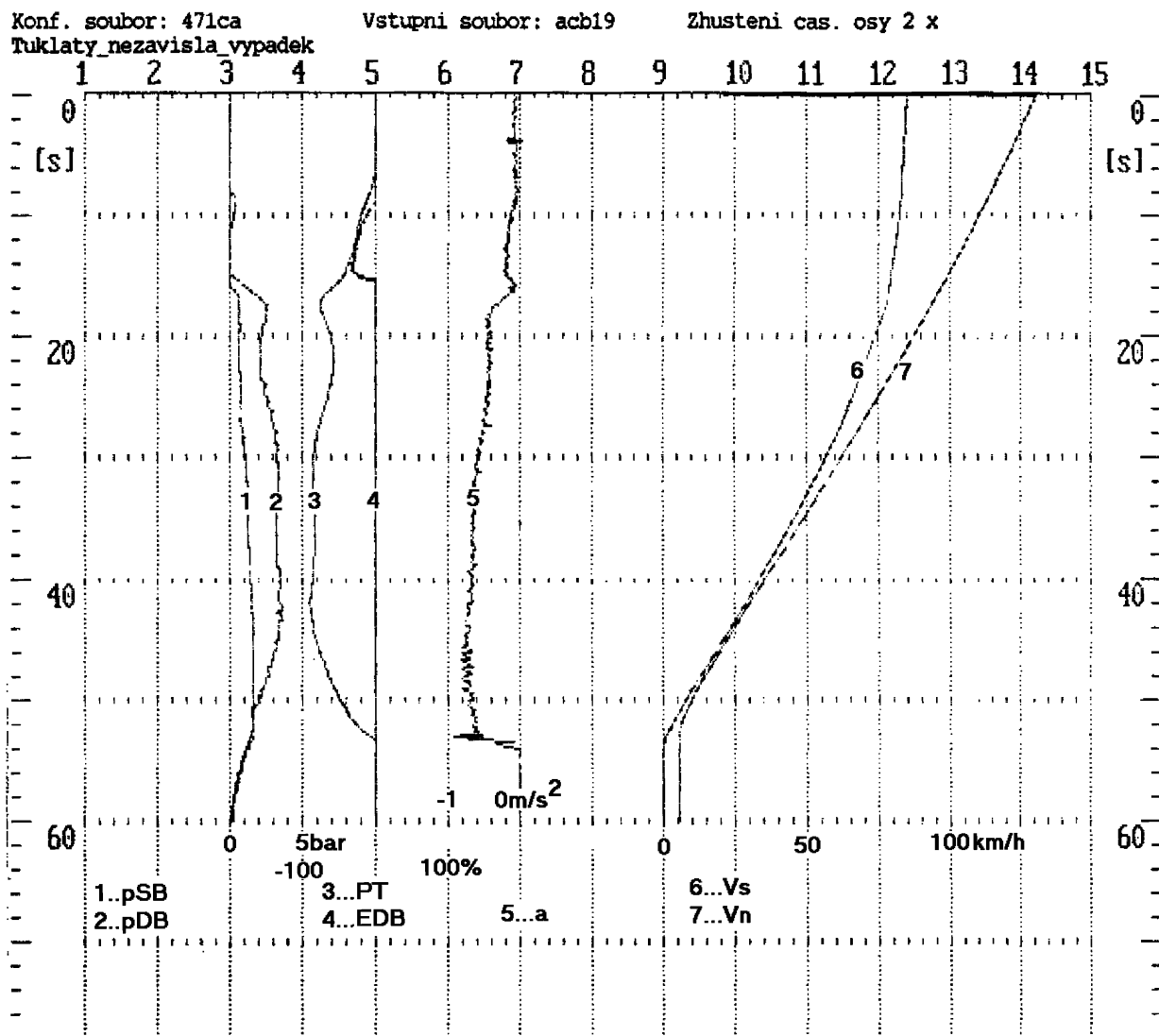
Fig. 3. The statistics of stoppings of EMU class 471 - two trains, different stations. A - dry rails, train nr. 9355, 22. Mar. 2000 B - wet rails, train nr. 9308, 28. Mar. 2000 The range of x-axis is -2 to +2 meters

In a similar way, i.e. using statistics, the appreciation of an energy-saving regulator should be done.

The behavior of regulators should be watched also in the case of external intervention in a controlled process. While this intervention is more or less extraordinary in a speed regulation process (the application of an emergency brake can be considered as this kind of intervention) and it is solved by auxiliary logic of speed regulator, the target braking regulation is intervened much more frequently. The most frequent causes are skids and rheostatic brake failures.

The energy optimization regulator primarily must solve short-time traction failures and unplanned speed restrictions because of the traffic situation.

Another criteria describing the quality of regulators are their responses on their own failures or failures of peripheral devices. Although our regulators don't have a fail-safe attribute, they are made in such a way so every detected failure should lead to a safe state. In case of failure, the reaction of the system depends on the consequence of the failure. The failures can be consequential or non-consequential. For instance we can describe the sorting of failures of target-braking regulation - the non-consequential failure is e.g. the missing information point in the track between stations, the system adds the track information so as the information point had been read correctly. In this case, only the precision of distance measuring is lowered because of skids and slips, but the fundamental information about the number of the track or station line is not lost. We notice that the tolerance to this failure is limited to a certain distance measured from the last correctly read information point. On the other hand, the consequential failure is, for instance, the missing information point behind the track branching (junction points, stations). In this case, the information about the line number is lost, and the train cannot continue running. The system writes the warning message on the driver's screen, and if the driver won't switch the regulator off and start to control the train manually, the system will start the braking. Other failures are



Obr. 4. Priebeh cieľového brzdzenia s výpadkom dynamickej brzdy (471.002, 22. 10.2 000, Tuklaty)

Výpadok nastáva v 15. sekunde záznamu (stopa 4), nastáva zások doplnkovou brzdou (st. 2), odrýchlenie klesá (st. 5), riadiaci signál PT narastá (st. 3) a aktivuje priebežnú vzduchovú brzdou (st. 1)

Fig. 4. The course of target braking with rheostatic brake failure (EMU 471.002, 22. Oct. 2000, Tuklaty)

The failure occurs in 15th second of the record (channel 4), the additional pneumatic brake comes into operation (ch. 2), the deceleration sinks (ch. 5), the control signal PT (ch. 3) rises and enables the pneumatic train brake (ch. 1)

začne brzdiť a vyzve rušňovodiča na prevzatie riadenia pod svoju kontrolu. Pokiaľ tak rušňovodič neurobí, dôjde k prevádzkovému zastaveniu vlaku. Vidíme, že tu nie je žiaden priestor pre fuzzy správanie systému. Obdobne sú ošetrené aj ďalšie poruchy systému.

Špecifický je problém zisťovania skutočnej rýchlosti vozidla. Je všeobecne známe, že z idúceho vozidla je pomerne ťažké zistiť jeho skutočnú rýchlosť. Ak pominieme atypické riešenia, ako je radar (ťažká činnosť napr. pri zasneženej trati - rušenie zvráteným snehom, celková malá odolnosť voči železničnému prostrediu atď.), inerčné snímače (ovplyvňované sklonom a nekvalitou koľajového zvršku) či GPS (signál nepresný, oneskorený, kvantovaný - absolútne nevhodný na reguláciu), zostáva iba jediné použiteľné a v skutočnosti aj používané meranie otáčavej rýchlosti

solved in a similar way. It is clear that there is no space for fuzzy behavior of the target-braking regulator.

A specific problem exists - measuring the real speed of a vehicle. It is generally known that it is difficult to obtain real speed value on a moving vehicle. When we exclude the atypical methods like radar (difficult operation on a snow covered track, low resistance to railway environment, etc.), inertial sensors (sensitivity to gradients and places with bad track geometry) or GPS (signal with low precision, delayed, discrete - absolutely not suitable for regulation purposes), only one method remains: the wheel revolutions measuring method, and it is usually used on vehicles. The precision of measuring depends on the precision of the setting

jednotlivých náprav vozidla. Vyhodnotenie skutočnej rýchlosti je ovplyvnené presnosťou nastavenia priemeru kolies. Pri vozidlách bez cieľového brzdenia je presnosť tohto nastavenia všeobecne veľmi nízka (my sme zaznamenali až 8 % odchýlku od skutočného priemeru), avšak vozidlá opatrené cieľovým brzdením sú nastavované veľmi presne. Inakšie by nebolo cieľové brzdenie funkčné (z praktickej skúsenosti môžeme povedať, že všetkých 14 vozidiel vybavených cieľovým brzdením má toho času priemery kolies nastavené s presnosťou lepšou ako 2 promile).

Presné, rýchle a kvalitné (v zmysle derivovateľnosti na získanie okamžitého zrýchlenia) meranie rýchlosti je nutnou podmienkou na vytvorenie kvalitného regulátora rýchlosti. Tieto požiadavky už nespĺňajú bežné metódy merania rýchlosti založené na meraní času medzi dvoma impulzmi snímača alebo na meraní počtu impulzov snímača za jednotku času, poprípade ich jednoduchá kombinácia. Preto bol vo všetkých našich aplikáciách použitý celkom nový – samozrejme konvenčný – prístup na spracovanie signálu bežného rýchlostného snímača. Jeho opis by sa však vymykal zameraniu tohoto článku.

Otáčavá rýchlosť je snímaná snímačmi, ktoré osobitne v určitých obdobiach (typicky po veľkom daždi či prejazde umývacím strojom) vykazujú značnú poruchovosť, ktorá však po niekoľkých hodinách sama poklesne takmer na nulu. Tu sa teda vyskytuje náhodná porucha majúca za následok skreslenie údajov rýchlosti. Aj šmyk dvojkolesia pri brzdení či sklz pri rozjazde sa prejaví obdobne ako náhly skok rýchlosti.

Meranie rýchlosti musí byť preto robené na čo najväčšom počte náprav vozidla, aby sa vylúčili vyššie spomínané chyby vzniknuté náhodnými vplyvmi a pri niektorých aplikáciách ešte ďalej porovnávané s tzv. fiktívnou nápravou na obmedzenie vplyvu synchronných šmykov a sklzov. Všetky naše aplikácie regulátorov rýchlosti preto využívajú signály všetkých dostupných nápravových rýchlostných snímačov.

Problémom presnosti merania rýchlosti sa zaoberá [1]. Závery článku sú však v rozpore s nami zistenými výsledkami činnosti našich konvenčných regulátorov cieľového brzdenia. Tak úvaha, že je možné využiť dva snímače z ktorých jeden je umiestnený na trakčnom motore a druhý na hnacej náprave je nesprávna, lebo oba tieto prvky sú mechanicky zviazané a ich rýchlosť je vzájomne úmerná. Ďalej nie je pravda (ako dokážeme ďalej), že na riešenie tohto problému je nevyhnutné použitie fuzzy logiky. Aj použitý simulačný model vykazuje isté odlišnosti od skutočného priebehu: časový priebeh rýchlosti pri cieľovom brzdení nie je funkcia exponenciálna, ale lineárna s parabolickými prechodovými dejmi. Aj poruchový priebeh býva málokedy trvalý, vykazuje náhodné prepady; t. j. relatívna chyba merania rýchlosti kolíše v značnom rozsahu. Otázne teda je, ako by uvedený fuzzy regulátor zareagoval na takýto priebeh oboch signálov rýchlosti (správneho i narušeného), lebo v tom momente neplatí základný predpoklad simulácie o konštantnej relatívnej chybe merania, ani z tohto predpokladu odvodené tvrdenia o tvare priebehu funkcie miery vierohodnosti a o tvare regulačnej plochy fuzzy komparátora, ani závery o kvalite fuzzy regulačného systému.

of the wheels' diameters. The vehicles without a target-braking regulator usually have diameters set with a low precision (we have detected few vehicles with an 8% difference from a real value of diameter). On the other hand, vehicles that are equipped with the target-braking regulator have the diameters set very precisely; in the other case the target-braking regulator won't work (from our practical experience, we can say that all 14 vehicles, which are currently equipped with the target-braking regulator, have the diameters set with precision better than 2 per mille).

The accurate, quick and first-rate (in sense of possibility of being derived to obtain the signal of real acceleration) speed measuring is a necessary condition for building a quality speed regulator. The usual methods of speed measuring, based on time measuring between two sensor pulses or on the counting of sensor pulses in certain time, or simple combination of these basic methods do not fulfill these requirements. That is why a totally new approach to the pulse processing of speed sensors (of course conventional), has been used in all our applications. Unfortunately, its description would exceed the frame of this article.

The speed sensors have, in some periods (typically after a hard rain or after passing a washing machine), a very low reliability, but after few hours these failures disappear. These random failures distort the value of real speed. Alike a speed jump, the slip or the skid of the wheel would be displayed. That is why speed measuring must be done on the most possible number of axles to eliminate the above-mentioned random failures. In some applications a so-called fictive axle is used for elimination of synchronous slips and skids. All our applications of speed regulators use the speed signals of all accessible speed sensors.

The problem of speed measuring accuracy is discussed in [1]. Unfortunately, the conclusions of this article are at variance with the results of work of our conventional regulators, which we have stated. First, the consideration about the use of two sensors, one on a traction engine and the other on a driven axle, is wrong because both of these elements are mechanically coupled and their speeds are proportional. Secondly, it is not true (as we shall demonstrate next) that it is necessary to use fuzzy logic to solve of this problem. Next, the simulation model differs from a real course: during the target braking the time course of speed is not an exponential one, but a linear one with parabolic transient processes; the failure state seldom uses a constant, but it shows random changes, i.e., the relative error of speed measuring fluctuates in a wide range. It is a question of how would this fuzzy regulator react on a real course of both signals (right and distorted) because the initial premise of simulation – the constant relative error of measuring – is not fulfilled and also, the deduced assertions about the figure of the credibility curve, about the figure of regulating area as so as the conclusions about the quality of fuzzy regulator, are not valid.

The authors also count on a 5 % relative error of speed measuring in regard to the conventional regulator and on the basis of that value they compare a fuzzy and conventional regulator. As we have said, there was a 2 per mille relative error of speed mea-

V [1] sa ďalej uvažuje s 5 % chybou merania rýchlosti konvenčného regulátora a na základe tejto hodnoty porovnávajú fuzzy a konvenčný regulátor. Ako však bolo uvedené, chyba merania rýchlosti pri vozidlách opatrených cieľovým brzdením je asi 2 promile, teda cca 25x menšia ako uvádzajú autori. Regulátor, ktorý by meral rýchlosť a následne dráhu s presnosťou 5 % by bol v praxi nepoužiteľný.

Záver [1] tiež nie sú pravdivé: v prípade odchýlky merania rýchlosti medzi jednotlivými kanálmi nie je možné začať skúmať vierohodnosť údajov jednotlivých kanálov (naviac so značným časovým oneskorením), avšak bezpodmienečne nutné je konať bezpečným spôsobom – v prípade brzdzenia vybrať najrýchlejšiu nápravu (t. j. presne opačne, ako sa zachová navrhovaný fuzzy regulátor, ktorý prisúdil pravdivý údaj pomalšiemu kanálu). V opačnom prípade hrozí reálne nebezpečie prebehnutia cieľa, zatiaľ čo nedobehnutie do cieľa nie je z hľadiska bezpečnosti problémom. Aby bola vec komplikovanejšia, pri jazde ťahom sa za vierohodný údaj považuje údaj najpomalšieho kanála. Je to spôsobené tým, že pri jazde ťahom dochádza ku sklzu, t. j. k poruchovému nárastu rýchlosti jednej (či viacerých) náprav, zatiaľ čo pri brzdení dochádza ku šmyku, t. j. k poruchovému spomaleniu náprav. V oboch prípadoch sa však uvažuje o správnom meraní rýchlosti. Naviac, ak sa pri odchýlke rýchlosti jedného kanála od zvyšných troch (tu vidieť výhodu merania rýchlosti na všetkých nápravách vozidla) väčšej ako určitej prekročí vopred určená medza, považuje sa tento kanál za nefunkčný (chybou vlastného snímača a príslušných vstupných obvodov) a rušňovodič má povinnosť tento kanál z merania vyradiť. Aj keď posledná veta môže byť aplikovaná iba na regulátory merajúce rýchlosť na viacerých nápravách ako na dvoch, predchádzajúce vety sú platné aj pri iba dvojkanálovom meraní rýchlosti.

Pri akejkolvek poruche merania rýchlosti je však nevyhnutné ju ihneď rušňovodičovi indikovať a ponechať na jeho vôľu rozhodnutie o ďalšom postupe, lebo za priebeh jazdy je zodpovedný on.

S tým súvisí ďalší omyl [1] – arbitrážny význam signálu o vierohodnosti meranej rýchlosti. Registračné a zabezpečovacie zariadenia prechádzajú dôsledným schvaľovacím procesom, v priebehu ktorého sa robí analýza všetkých programových blokov. Pre programovanie sú schválené iba prekladače určitých jazykov a nepripúšťajú sa akékoľvek funkcie so zníženou transparentnosťou [12]. Nezdá sa preto pravdepodobné, že by do tejto citlivej oblasti bola vpustená fuzzy logika.

Na začiatku článku spomínané nekorektné porovnanie vlastností je možné dokladovať napr. v [2]. Pri podrobnom skúmaní výsledkov však dochádzame k zaujímavým záverom:

Napr. pri porovnaní dynamiky navádzania na nízku rýchlosť vidieť podstatne horšie správanie konvenčného regulátora oproti fuzzy. Pri podrobnom pohľade však zistíme, že fuzzy regulátor navádzal vozidlo na rýchlosť 5 km/h, zatiaľ čo konvenčný na rýchlosť 3 km/h. Vzhľadom na všeobecný problém merania malých rýchlostí bežnými snímačmi je tento rozdiel veľmi podstatný a porovnanie preto nekorektné. Ďalej sa píše, že v prípade prázdnej súpravy sa oba regulátory správali rovnako, ale pri súprave s cestujúcimi si fuzzy regulátor viedol podstatne lepšie ako kon-

surung on vehicles equipped with the target-braking regulator. That is 25 times less than the authors say. The target-braking regulator, which would measure speed and consequently also distance with 5 % accuracy, would be unusable in practice.

Not even the conclusions of the article are true: in regard to the difference between the channels of speed measuring, it is not possible to start examining the credibility of channels (on the top, with a great delay), but it is unconditionally necessary to behave in a safe way – in regard to braking to choose the quicker (or the most quick) axle (i.e. just in the opposite way than the proposed fuzzy regulator does, it adjudicates the true value to slower channel). Otherwise there is a real danger of passing the target while stopping short of target is not a safety problem. To make the problem a bit complicated, during the running with traction, the value from a slower channel is taken as credible. This is caused by slips, i.e. failure increase of speed of one (or more) axles, while at braking skidding can occur, i. e. failure sinking of speed. In both cases, the right speed of measuring is considered. To make the problem more complicated, if one channel has a great difference from the others (the advantage of measuring on three or four axles is clearly seen here), it is considered as non-functional (by failure of sensor, cabling or respective input circuits). In such cases, the driver is obliged to switch this channel out of measuring. Although the last sentences can be applied only on regulators with three- or four-axle speed measuring, the previous sentences are valid also for two-axle speed measuring.

If any failure occurs, it is necessary to inform the driver immediately and let him decide about the next procedures because he is responsible for the course of running.

With this, the next authors' error is connected – the arbitrary meaning of the speed measuring credibility rate signal. The recording and train protecting devices must pass consequential validating process, during which the analysis of all program blocks is made. Only some programming languages are allowed. Any functions with decreased transparency are forbidden. It doesn't seem probable to admit fuzzy logic into this sensitive domain.

An incorrect comparison of features in the beginning of the article was noticed. We can demonstrate it for example in [2]. When we analyze the results in details, interesting conclusions occur.

For example, the comparison of achieving low speeds displays the worse behavior of conventional regulator than of the fuzzy one. During the detailed look, we find out that the fuzzy regulator has to reach the speed of 5 km/h, while the conventional one has to reach the speed of 3 km/h. With respect to common problems of measuring low speed by normal sensors, the difference is very essential and hence the comparison is incorrect. Next, we find that both regulators have the same behavior in the case of empty trains, but with full trains, the fuzzy regulator behaves better than the conventional one and was less sensitive to the accurate setting of train mass. We notice that our conventional regulators (both speed and target braking and both railway and underground) need

venčný a bol menej citlivý na správne zadanú hmotnosť súpravy. K tomu poznamenávame, že všetky naše regulátory, či už rýchlosti alebo cieľového brzdenia, sa bez nastavovania hmotnosti súpravy celkom zaobídu, a to tak v metre, ako aj na železnici. Citlivosť na hmotnosť súpravy je nulová a teda oveľa menšia než akákoľvek nenulová citlivosť fuzzy regulátora. Tvrdenie odporuje aj empirii – dlhší vlak sa správa lepšie ako krátky.

Preto konštatujeme, že nás uvedené články nepresvedčili o vhodnosti a už vôbec nie o nutnosti riešiť regulátor rýchlosti či regulátor cieľového brzdenia fuzzy logikou. V žiadnom parametri sa totiž zatiaľ ani zďaleka nepribližujú našim prevádzkovaným regulátorom konvenčným. Máme pocit, že ten, kto problém regulácie rýchlosti či cieľového brzdenia plne pochopil do všetkých detailov nielen teoretických, ale aj praktických, je schopný vytvoriť kvalitný regulátor konvenčný, a že fuzzy regulácia je v tomto odvetví snáď módnou záležitosťou. Žiaľ, záležitosťou podporovanou silnými výrobcami softvérových nástrojov a tiež obecným úpadkom kvality programátorov. Preto jestvuje reálne nebezpečenstvo, že obchodná politika zvíťazí nad technickým riešením, čo sa už viac ráz (nielen na železnici) stalo.

no setting of the train mass. Therefore, their sense to train mass is zero, which is much less than any non-zero value. The facts written in the article also contradict our experience: it is easier to control a longer and heavier train than a shorter and lighter one.

This is why we can only state that the mentioned articles did not convince us either of suitability or, by no means, necessity of using the fuzzy logic for solving the speed or target-braking regulator. By far, they did not approach our daily used conventional regulators in any parameter. The conviction that somebody who fully understands all the problems of speed or target-braking regulation, in all details both theoretical and practical, makes it possible to design a first-rate conventional regulator, grows stronger and stronger in our minds. Fuzzy logic is only a mode affair in this branch. Unfortunately, a mode affair supported by strong manufacturers of software tools and also by common degeneration of the quality of programmers, so a real danger exists in that the market policy would win over technological solutions, which has happened many times (not only by railway).

Literatúra – References

- [1] SPALEK, J; MOLNÁROVÁ, M.: *Použitie fuzzy logiky v riadení kritických procesov*, Komunikácie vol. 1, no. 1, 1999; p. 13–17
- [2] VOIT, F., VOSS, H. J; SCHNIEDER, E.; PRIEBE, O.: *Fuzzy Control versus konventionelle Regelung am Beispiel der Metro Mialand*, Automatisierungstechnik vol. 42, no. 9; Sept. 1994; p. 400–10
- [3] PRIEBE, O.; SCHAPER. B.; VOSS, H. J.: *Automatic Train Operation LZB700 – Eine leistungsfähige Steuerung fuer den Nahverkehr mit Fuzzy Control*, Elektrotechnische Rundschau. vol. 43, no. 1–2, Jan.-Feb. 1994; p. 63–70
- [4] FENG, XIAOYUN; JIA, JUNBO; LI. ZHI: *The research of fuzzy predicting and its application in train's automatic control*, Proceedings 2000 International Workshop on Autonomous Decentralized System (Cat. No. 00EX449). IEEE Comput. Soc, Los Alamitos, USA; 2000; xiv+241 pp., p. 82–86
- [5] SEUNGSOO-LEE; JONGKYOU-KIM; HYUNG-LEE-KWANG: *Adaptive subway regulation based on fuzzy control*, Journal-of-KISS(B)-(Software-and-Applications). vol. 25, no. 12; Dec. 1998; p. 1797–1804
- [6] KHANBAGHI, M.; MALHAME, RP.: *Reducing travel energy costs for a subway train via fuzzy logic controls*, Proceedings of the 1994 IEEE International Symposium on Intelligent Control (Cat. No. 94CH3453-8). IEEE, New York, USA; 1994; 387 pp., p. 99–104
- [7] OSHIMA, H.; ARAI, T.; KAWAHATA, S.: *Computer control systems for the Sendai subway* Hitachi-Review. vol. 37, no. 6; Dec. 1988; p. 385–392
- [8] CHENG, HUA-CHANG; LI, MIN-JIA; NING, SHOU-XU; XI, DI-ZHANG: *The application of fuzzy control to automatic train operation*
- [9] GERTLER, J. J.; CRUZ, J. B. - JR.; PESHKIN, M., MASTEN, M., MITCHELL, J. R., PERRIN, J. P.; MOHLEJI, S. C.: *Proceedings of the 13th World Congress, International Federation of Automatic Control*. Vol. P. Aerospace, Transportation Systems. Pergamon, Oxford, UK; 1997; x+378 pp., p. 349–354
- [10] SHIUH, JER-HUANG; SHANG, LIN-HER: *Fuzzy control of automatic train operation system* International-Journal-of-Modelling-and-Simulation. vol. 17, no. 2; 1997; p. 143–150
- [11] YASUNOBU, S.: *A fuzzy control for train operation*, Systems-and-Control. vol. 32, no. 11; Nov. 1988; p. 629–636
- [12] prEN 50128 Railway applications – Software for railway control and protection systems, final draft, July 1998

SPÍNANÝ RELUKTANČNÝ MOTOR A JEHO VYUŽITIE V TRAKČNEJ APLIKÁCIÍ

SWITCHED RELUCTANCE MOTOR AND ITS UTILIZATION IN TRACTION APPLICATIONS

Článok sa zaoberá vlastnosťami spínaného reluktančného motora (SRM) a jeho využitím v elektrickej trakcii. V článku sú uvedené výsledky vyšetrovania parametrov náhradnej schémy SRM meraním a výpočtom pomocou metódy konečných prvkov. Vypočítané a namerané parametre sú použité ako vstupné údaje do matematického modelu, ktorý bol použitý na simuláciu. Výstupom zo simulácie sú priebehy fázových prúdov a napätí, momentu a charakteristika $T = f(\omega)$, z ktorej je možné získať trakčnú charakteristiku. Uvedené sú aj priebehy strát a účinnosti. V závere uvádzame krátke porovnanie vybraných parametrov SRM a indukčného motora.

1. Úvod

V minulosti mali jednosmerné sériové motory jednoznačné postavenie v elektrickej trakcii, pretože ich prirodzená mechanická charakteristika sa najviac približovala trakčným požiadavkám. S rozvojom impulzných meničov a nových polovodičových štruktúr sa postupne na ich miesto dostávali jednosmerné cudzobudené motory, ktorých kotva a buďenie boli napájané z dvoch nezávislých meničov, čo umožňovalo úpravu tvrdej mechanickej charakteristiky tohto druhu motora na mäkkú charakteristiku tak, aby sa čo najviac podobala trakčnej charakteristike. Rozvoj polovodičovej a riadiacej techniky však spôsobil aj rozširovanie pohonov s indukčnými motormi (IM). Riadenie týchto strojov, či už skalárne alebo vektorové, bolo teoreticky a simulačne vyriešené už predtým, ale výkonové zaťaženia vtedy používaných striedačov a riadiaca elektronika neumožňovali použitie vysoko výkonových pohonov s IM, ku ktorým patrí aj elektrická trakcia. To umožnil až v poslednej dobe rozvoj mikropočítačov a polovodičových štruktúr s vysokým záverným napätím a priepustným prúdom. Tým začali pohony s IM vážne konkurovať pohonom s jednosmernými strojmi, pretože z ekonomického hľadiska začali vynikať výhody IM voči jednosmerným strojom: jednoduchá konštrukcia, nižšie výrobné náklady a teda aj cena, nenáročná údržba (nie je tam komutátor, ktorý pri jednosmerných strojoch predstavuje najhlavnejšiu časť pri údržbe), vysoký hmotný výkon, pri súčasnom zväžení, že výrobné náklady striedača sú vyššie ako výrobné náklady impulzného meniča. Avšak pohon s IM musí byť vektorovo riadený, aby sa dosiahlo nezávislé riadenie toku a momentu stroja, tak ako je to

This paper deals with the performances of switched reluctance motor (SRM) and with its utilization in electric traction. The investigation of SRM equivalent circuit parameters by measurement and by finite element method is described. The calculated and measured values of parameters are used in the mathematical model of SRM, which was simulated. The simulation outputs are time profiles of the phase currents, voltages and torque and also the torque/speed characteristic, which can be used for the traction characteristic calculation. The dependencies of the losses and efficiency on the speed are shown. The comparison of performances of induction machine and SRM is shown at the end.

1. Introduction

The DC series machine had a unique status in electric traction drives in the past because of its natural mechanical characteristic approaches to traction demand. The development of DC choppers with new semiconductor structures has caused DC series machines to be replaced by DC separately excited ones, whose field and armature winding are fed from two independent DC choppers to improve its hard characteristic to the soft one, so it is similar with traction characteristic. However, the development of the semiconductor and control electronics has also caused the spread usage of drives with induction machines (IM). The control techniques of IM, scalar or vector, had been theoretically brought under control and from the simulations point of view many years ago, but the power stresses of inverters and control electronics used in that time did not allow use of high power drives with IM, where electric traction also takes place. Only in the recent development of microcontrollers and semiconductor structures with high reverse blocking voltage and current density has the usage of the IM drives in electric traction been enabled.

They have become a very strong competitor to the DC drives because some advantages of the IM, such as simple construction, lower production costs and price, maintenance-free operation (there is no commutator which is the key part during the DC machine maintenance), and higher power density. Therefore, IM have come to the forefront with DC machines considering the parallel that production costs of the inverter are higher as that of DC choppers. But the IM drive has to be vector controlled to achieve

* Pavol Rafajdus, Valéria Hrabovcová, Ladislav Janoušek, Peter Hudák

Department of Electric Traction and Energetics, Faculty of Electrical Engineering, University of Žilina, Veľký diel, 010 26 Žilina, Slovak Republic, Tel.: +421-89-5132158, E-mail: rafajdus@kete.utc.sk, hrabovc@fel.utc.sk, ladislav@kete.utc.sk, hudak@kete.utc.sk

priradené dané v jednosmernom stroji, čím sa zvyšujú nároky na riadenie a riadiacu elektroniku. To isté platí aj o tom, že prirodzená charakteristika $T = f(\omega)$ IM je v oblasti prevádzkových sklzov tvrdá a preto musí byť výstupná charakteristika pohonu, podobne ako pri cudzobudenom jednosmernom motore, upravená riadením pre trakčné požiadavky. Vektorové riadenie IM má aj nevýhody ktorými sú hlavne závislosť presnosti riadenia od presnej znalosti parametrov stroja, pretože riadené veličiny – tok a moment stroja nie sú priamo merané, ale sú vypočítavané z modelu stroja na základe meraných veličín ako sú prúdy, napätia a otáčky.

Rozvoj výkonovej elektroniky spustil aj vývoj pohonov, ktoré sa označujú ako „moderné“, aj keď akčné členy v týchto pohonoch využívajú princípy objavené už v 19. storočí. Jedným z takýchto pohonov je pohon so spinaným reluktančným motorom, ktorého princíp činnosti bol objavený v roku 1838. A práve tento pohon sa stáva vážnym konkurentom pohonov s IM. SRM vyniká voči IM hlavne jednoduchšou konštrukciou a teda aj jednoduchšou a lacnejšou sériovou výrobou, vyššou robustnosťou, menšími nárokmi na údržbu. Menič, ktorý je z princípu činnosti pri SRM nutný, je ale jednoduchší ako striedač pohonov s IM a teda aj finančne menej nákladný. To isté platí aj o riadení SRM. To je tiež z princípu činnosti nutné, avšak je oveľa jednoduchšie ako pri IM, pretože pri SRM riadime len veľkosť prúdu fázy a dĺžku jej zopnutia, čo je závislé od rýchlosti a táto nelineárna závislosť môže byť v riadiacom mikropočítači zadaná tabuľkovo. Ďalšou nespornou výhodou je možnosť riadenia v otvorenej slučke, samozrejme za cenu zmenšenia prevádzkovej oblasti, resp. možnosť bezsnímačového riadenia, čo je súčasným vedeckým trendom v riadení IM. Tvar prirodzenej charakteristiky SRM ($T = f(n)$), hoci je napájaný z meniča, sa veľmi podobá trakčnej charakteristike. Preto aj z tohoto dôvodu sa stáva vážnym konkurentom ostatným, doteraz používaným motorom v elektrickej trakcii. Na druhej strane je potrebné spomenúť aj zopár nevýhod, medzi ktoré patrí najmä zvlnený vyvíjaný moment, ktorý je daný konštrukciou motora a spinaním jednotlivých fáz, magnetický hluk a potreba snímača polohy pre spoľahlivý chod. Z hľadiska uvedených vlastností boli urobené podrobné analýzy SRM pre trakčné účely elektromobilov [2] a lokomotív [3].

Ako bolo spomenuté vyššie, konštrukcia SRM je jednoduchá, na statore a rotore má vyjadrené póly, ktoré je vhodnejšie volať zuby, pretože pojem pólu motora reluktančného typu vyjadruje len fyzický pól, t. j. vyjadrený výstupok statora na vnútornom obvode a rotora na vonkajšom obvode. Rotor aj stator sú vrstvené z plechov. Napájacie (budiace) vinutie je umiestnené iba na statore, rotor je pasívny a má malý moment zotrvačnosti. Každý statorový zub má budiace vinutie navinuté priamo na ňom. Protíhlé zuby môžu byť spojené do série alebo paralelne a tvoria jednu fázu (napr. A, obr.1a). Prierez trojfázového 6/4 SRM ($m = 3$, m je počet fáz), ktorý má šesť zubov na statore $N_s = 6$ a štyri na rotore $N_r = 4$, môžeme vidieť na obr. 1a. V tomto stroji sa pri zopnutí jednotlivých fáz vytvára vždy 2-pólové pole.

Cieľom tohoto článku je poukázať na vlastnosti SRM z hľadiska trakčnej aplikácie, uviesť metódy pre identifikáciu hlavných parametrov SRM, ktoré sú použité v matematickom modeli. Tento model je aplikovaný v simulácii, ktorej výstupom sú priebehy fázo-

decoupled flux and torque control of the machine as it is naturally given in DC machines. It increases claim for the controlling and control electronics. Vector control of IM drives also has drawbacks, mainly the dependence of control preciseness on the exact knowledge of the machine equivalent circuit parameters because the controlled quantities – flux and torque are not measured directly, but they are calculated from the machine model based on the measured quantities like currents, voltages and speed.

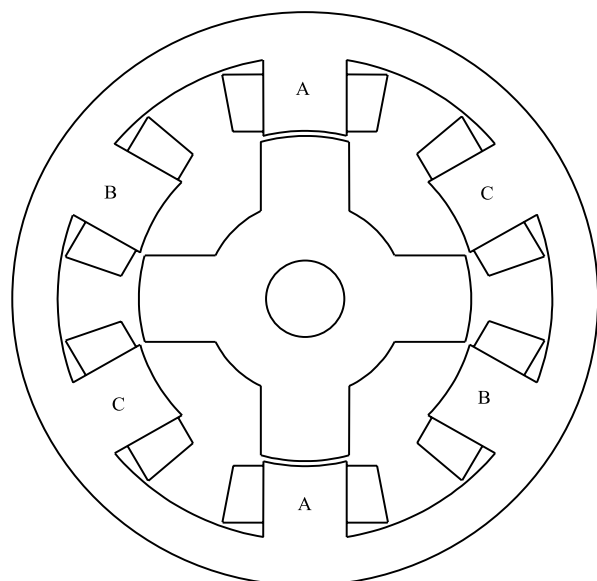
The power electronics evolution has also started the development of drives, called “modern”, although the actuators used in these drives work based on the principles invented in the 19th century. Switched reluctance machine (SRM) is one of them. Its principle of operation was invented in 1838. And just the drive with this machine is becoming a very strong competitor to the drives with IM. SRM has simpler construction and, therefore, lower production costs, higher robustness and lower maintenance demands as the drives with IM. The SRM can work only if it is fed from an inverter, but the inverter of SRM is simpler and, therefore, cheaper than the one used to feed IM. The same conclusion is also valid for controlling SRM. Basically, it is also needed for the SRM operation, but it is simpler as the vector control for drives with IM, because only the values of the phase currents and the switching time, which are speed dependent, are controlled and these non-linear dependencies can be given in table form and put to the microcontroller. The next indisputable advantage of the SRM drive is that it can be controlled in the open speed loop and also sensorlessly in the closed speed loop, which is the up-to-date trend in IM drives. The profile of the SRM torque/speed characteristics ($T = f(n)$), although it is fed from the inverter, looks similar to traction characteristics. That is why the SRM is becoming a very strong competitor to the IM. On the other hand, we should mention also that the drawbacks of the SRM is the torque ripples, which are given by the teeth construction and phase switching, magnetic noise and speed sensor necessity if the unfailing operation is desired. From the SRM performances point of view mentioned above, the detailed analyses of the SRM used in electromobiles and locomotives are given in [2], [3].

As it was mentioned earlier, the construction of SRM is very simple. It has salient poles on stator as well as on rotor. It is preferable to name these poles as teeth, because the term of pole in the SRM expresses only the physical pole, which means salience on the inner surface of stator and outer surface of rotor. Both the stator and rotor are laminated. The field windings are located only on the stator; the rotor is passive and has a low moment of inertia. Each stator tooth has a field winding on it. The windings of the teeth, which are geometrically opposite, are connected in series, and they create one phase (for example A, Fig. 1a). The cross section area of the three phase $m = 3$ (m - number of phases), 6/4, which means that the machine has six poles on the stator $N_s = 6$ and four poles on the rotor $N_r = 4$, SRM is shown on Fig. 1a. A two-poles field is created in this machine if the individual phases are switched.

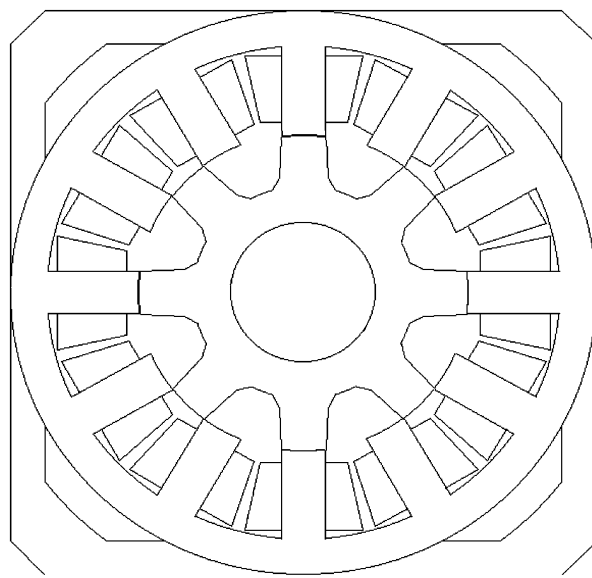
The aims of this paper are to point out the performances of SRM from the traction application point of view and to show how the parameters of the SRM used in its model can be identified. The SRM model, described below, has been used in simulation. The results are time profiles of phase currents i and voltages u ; i ,

vého prúdu i a napätia u v závislosti od času $i, u = f(t)$ a charakteristika $T = f(n)$, od ktorej je veľmi blízko k trakčnej charakteristike. Na ilustráciu sú uvedené priebehy strát a účinnosti. Aby bolo možné overiť simulované priebehy, bol analyzovaný konkrétny SRM (jeho prierez je zobrazený na obr.1.b), ktorý má nasledovné štítkové údaje: $m = 3$, (12/8, pričom štyri zuby tvoria jednu fázu a vytvára sa 4-pólové pole) 3,7 kW; 11,8 Nm; 3000 ot/min. V závere je krátke porovnanie niektorých parametrov SRM a indukčného motora, napájaného z meniča podľa [3] a [9].

$u = f(t)$ and torque/speed characteristic $T = f(n)$, from which the traction characteristic can be constructed. The dependencies of the losses and efficiency on the speed are illustrated. The SRM (its cross section area is shown on Fig. 1b) with nameplate: $m = 3$, 12/8 (four teeth create one phase and a four-pole field is in the machine) 3.7 kW, 11.8 Nm, 3000 rpm has been analyzed to prove the simulation results. The comparison of the performances of the IM, fed from the inverter, and SRM with the same rated power and speed based on [3] and [9] is shown at the end.



a) prierez trojfázového SRM 6/4
a) cross-section of three phase 6/4 SRM



b) prierez analyzovaného SRM 12/8
b) cross-section of analyzed SRM 12/8

Obr. 1. Prierezy SRM

Fig. 1. Cross-sections of SRM

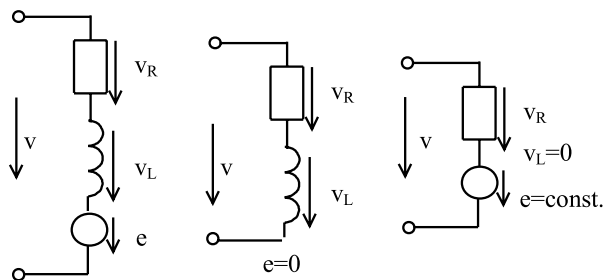
2. Analýza parametrov SRM

Jedným z najdôležitejších parametrov SRM sú magnetizačné charakteristiky spriahnutého toku $\psi = f(\Theta, i)$ v závislosti od veľkosti prúdu i a polohy rotora Θ . Náhradná schéma jednej fázy je na obr. 2, ktorá pozostáva z odporu vinutia fázy R_f , fázovej indukčnosti L a indukovaného napätia u_i . Dôležitým rozdielom oproti náhradným schémam ostatných motorov je ten, že indukčnosť L sa mení s veľkosťou prúdu a polohou rotora $L = f(\Theta, i)$, to znamená, že je závislá od dvoch premenných. Vzájomná indukčnosť medzi fázami je veľmi malá, preto sa vo všeobecnosti zanedbáva. Charakteristiky spriahnutého toku je možné získať viacerými metódami: statickým meraním, metódou konečných prvkov (MKP) alebo analytickým výpočtom, ak je napájaná iba jedna fáza. Priebeh nameraných hodnôt spriahnutého toku vyšetřovaného motora vidíme na obr. 3. Hodnoty toku sú uvedené iba do hodnoty prúdu 12 A, pretože pri vyššej hodnote prúdu motor vyvíjal taký moment, pri ktorom sa nedala s dostatočnou presnosťou udržať konštantná poloha rotora, ktorá sa menila po jednom stupni (mechanickom). Pre vyššie hodnoty prúdu bol spriahnutý tok vypočítaný pomocou MKP [4].

2. The analysis of SRM parameters

One of the most important parameters of SRM are magnetization curves of flux-linkage(versus current i and rotor position Θ , given as $\psi = f(\Theta, i)$). The equivalent circuit of one phase is in Fig. 2, consisting of winding resistance R_f , phase inductance L and induced voltage u_i . The important difference between the equivalent circuit of SRM and other motors is that the inductance varies with current and rotor position $L = f(\Theta, i)$, which means the inductance depends on two variables. Mutual inductance between phases is very low; consequently, it may be neglected. It is possible to obtain the magnetization curves of $\psi = f(\Theta, i)$ by many methods: by static measurement, by finite element method (FEM), or by analytical approach, only when one phase is supplied. The profile of measured values of the investigated motor flux-linkage can be seen on Fig. 3. Values of flux-linkage ψ are presented only for current to 12 A, because it was very difficult to maintain the rotor in the stable position for such a high value of torque if the current was over 12 A. The rotor position was changed by 1 mechanical degree. For higher values of current the flux-linkage has been computed by means of FEM [4]. It is possible to calculate phase

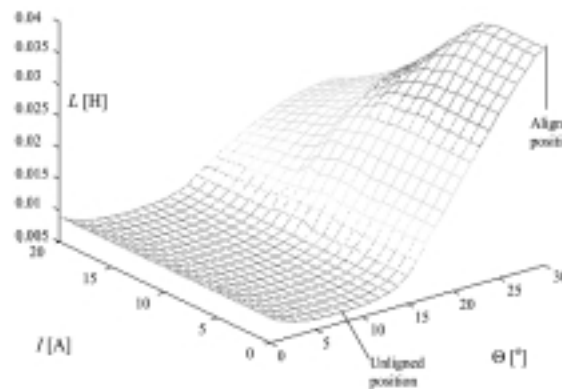
Zo spriahnutého toku je možné vypočítať na základe prúdu pre danú polohu rotora fázovú indukčnosť. Na obr. 4 je znázornený priebeh fázovej indukčnosti $L = f(\Theta, i)$ vyšetřovaného SRM, ktorá je vypočítaná pomocou MKP. Fázová indukčnosť je jedným zo vstupných parametrov matematického modelu SRM.



Obr. 2. Náhradná schéma jednej fázy SRM
Fig. 2. Equivalent circuit of one phase of SRM

Dôležitú úlohu v simulácii má matematický popis zmeny indukčnosti v závislosti od fázového prúdu a polohy rotora. Existujú dva bežné prístupy:

1. Jednotlivé hodnoty indukčnosti (namerané, alebo vypočítané) sú zadané tabuľkovo použitím lineárnej, kubickej alebo kubicko-splínovej interpolácie medzi jednotlivými hodnotami.
2. Na základe tabuľkových hodnôt je urobená analytická aproximácia vyjadrená spojitou funkciou. Táto metóda nemusí byť celkom presná, pretože sa veľmi ťažko hľadá analytická funkcia, ktorá by presne zodpovedala nameraným alebo vypočítaným tabuľkovým hodnotám. Ale je potrebné vziať do úvahy, že táto metóda je oveľa rýchlejšia [2].



Obr. 4. Fázová indukčnosť $L = f(\Theta, i)$
Fig. 4. Phase inductance $L = f(\Theta, i)$

3. Matematický model SRM

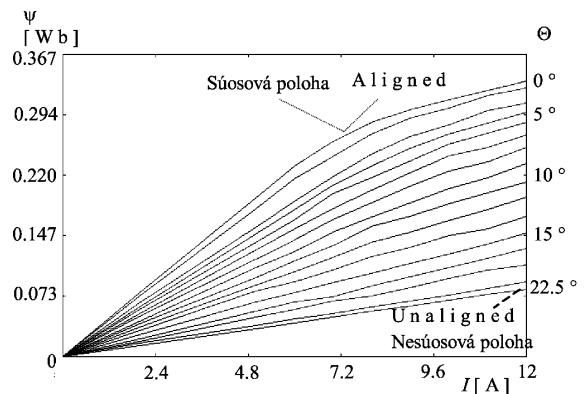
V predchádzajúcej kapitole sme uviedli náhradnú schému SRM pre jednu fázu, ktorú môžeme popísať rovnicou pre okamžitú hodnotu napätia:

$$u = R_f i + \frac{d\psi(i, \Theta)}{dt} = u_R + \frac{d\psi(i, \Theta)}{dt} \quad (1)$$

kde u - je svorkové napätie a u_R je úbytok napätia na odpore.

Pretože SRM má vyjadrené zuby na statore aj rotore, počas jeho prevádzky neexistuje ustálený stav, v ktorom má priebeh

inductance for a given current and rotor position from flux-linkage. The profile of phase inductance $L = f(\Theta, i)$ of investigated SRM computed by means of FEM is shown on Fig. 4. The phase inductance is one of the input parameters of the SRM mathematical model.



Obr. 3. ψ -i charakteristiky
Fig. 3. Magnetization curves ψ -i

The very important position in simulation takes the mathematical description of inductance versus phase current and rotor position. There are two common approaches:

1. The values of inductance (measured or calculated) are given in the table form with using linear, cubic or cubic-spline interpolation.
2. Analytical approximation expressed by continual function is done on the basis of a table's values. This method would not be too accurate, because it is very difficult to find the analytical function, which exactly corresponds with a table's values (measured or calculated). But take into account that this method is quicker [2].

3. Mathematical model of SRM

One-phase equivalent circuit of the SRM shown above can be described by the equation for the instantaneous value of voltage:

$$u = R_f i + \frac{d\psi(i, \Theta)}{dt} = u_R + \frac{d\psi(i, \Theta)}{dt} \quad (1)$$

where u - is the terminal voltage and u_R is the voltage drop due to resistance.

Because the SRM has salient poles on the stator as well as on the rotor, there is no steady state condition during its running, in

prúdu alebo napätia konštantnú alebo ustálenú hodnotu, pretože prúd aj spriahnutý tok narastajú počas každého pracovného cyklu z nulovej hodnoty v závislosti od rýchlosti otáčania a spôsobu riadenia. Preto je spriahnutý tok funkciou dvoch premenných: fázo-vého prúdu a polohy rotora a jeho časová derivácia môže byť vyjadrená nasledovne:

$$\frac{d\psi(i, \Theta)}{dt} = \frac{\partial \psi}{\partial i} \frac{di}{dt} + \frac{\partial \psi}{\partial \Theta} \frac{d\Theta}{dt} = L(i, \Theta) \frac{di}{dt} + \frac{\partial \psi}{\partial \Theta} \omega \quad (2)$$

kde ω - je uhlová rýchlosť rotora.

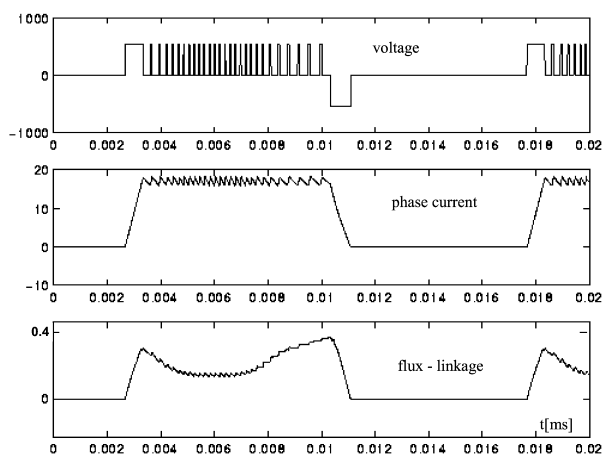
Vieme, že spriahnutý tok je daný súčinom indukčnosti a prúdu

$$\psi(i, \Theta) = L(i, \Theta) i \quad (3)$$

Ak dosadíme do vzťahu (2) vzťah (3), tak môžeme napísať:

$$\frac{d\psi(i, \Theta)}{dt} = L(i, \Theta) \frac{di}{dt} + i \omega \frac{dL}{d\Theta} = u_L + u_i \quad (4)$$

Prvá časť vzťahu u_L predstavuje indukčný úbytok napätia na indukčnosti a druhá časť vzťahu predstavuje indukované napätie, ktoré je úmerné veľkosti prúdu, uhlovej rýchlosti ω a pomeru zmeny indukčnosti od polohy rotora.



a) $n = 500 \text{ min}^{-1}$
a) $n = 500 \text{ rpm}$

which the current or voltage would have constant value, because the current and flux-linkage are established from zero every stroke depending on speed and on control strategy. Therefore, the flux-linkage depends on both variables: phase current and rotor position, and its time derivation can be expressed as follows:

$$\frac{d\psi(i, \Theta)}{dt} = \frac{\partial \psi}{\partial i} \frac{di}{dt} + \frac{\partial \psi}{\partial \Theta} \frac{d\Theta}{dt} = L(i, \Theta) \frac{di}{dt} + \frac{\partial \psi}{\partial \Theta} \omega \quad (2)$$

where ω - is angular speed of rotor.

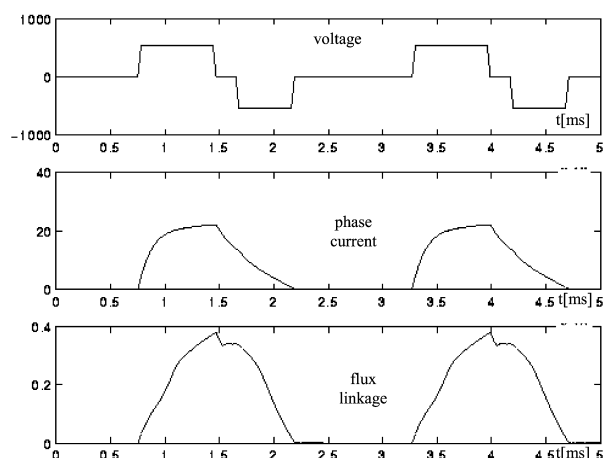
As it is known, the product of inductance and current gives the flux-linkage

$$\psi(i, \Theta) = L(i, \Theta) i \quad (3)$$

If equation (3) is included, the equation (2) can be rewritten:

$$\frac{d\psi(i, \Theta)}{dt} = L(i, \Theta) \frac{di}{dt} + i \omega \frac{dL}{d\Theta} = u_L + u_i \quad (4)$$

The first part of the equation u_L presents a voltage drop due to inductance, and the second part is induced voltage, which is proportional to the current, angular speed ω and position variation of the inductance.



b) $n = 3000 \text{ min}^{-1}$
b) $n = 3000 \text{ rpm}$

Obr. 5 Simulované priebehy napätia, prúdu a spriahnutého toku
Fig. 5 Simulated profiles of voltage, current and linkage flux

Aby sme mohli získať priebehy prechodových dejov SRM je potrebné riešiť m napätových rovníc. Pre jednu fázu má napätová rovnica nasledovný tvar:

$$u = R_f i + \frac{d\psi}{dt} = \left[R_f + \frac{dL(i, \Theta)}{d\Theta} \frac{d\Theta}{dt} \right] i + L(i, \Theta) \frac{di}{dt} \quad (5)$$

Ak zanedbáme vzájomné indukčnosti, tak potom môžeme vyjadriť vyvíjaný elektromagnetický moment nasledovne:

$$T_{in}(\Theta, i) = \frac{i^2}{2} \frac{dL(i, \Theta)}{d\Theta} \quad (6)$$

a súčasne

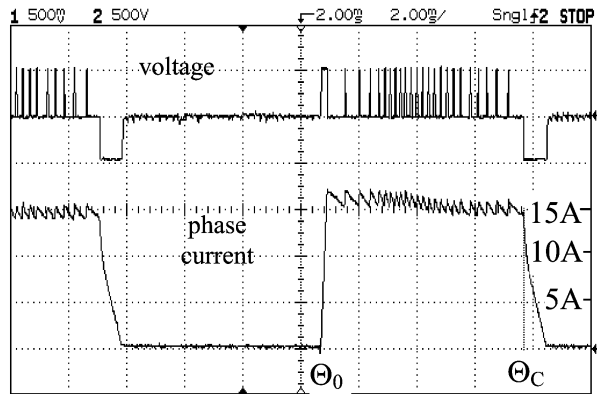
To get the profiles of SRM transients, it is necessary to solve m voltage equations. For one phase the voltage equation form is as follows:

$$u = R_f i + \frac{d\psi}{dt} = \left[R_f + \frac{dL(i, \Theta)}{d\Theta} \frac{d\Theta}{dt} \right] i + L(i, \Theta) \frac{di}{dt} \quad (5)$$

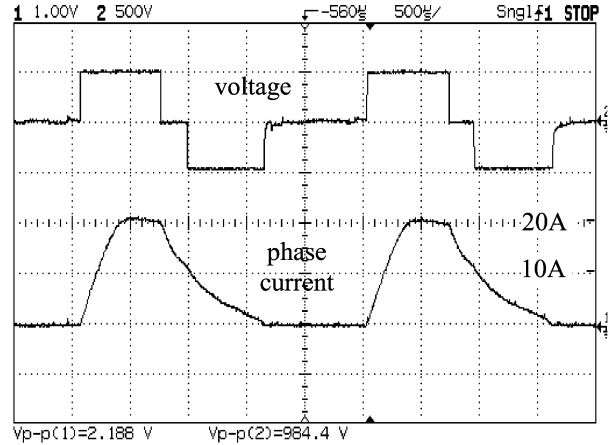
If mutual inductances are neglected, then it is possible to express a developed electromagnetic torque in this form:

$$T_{in}(\Theta, i) = \frac{i^2}{2} \frac{dL(i, \Theta)}{d\Theta} \quad (6)$$

and also



a) $n = 500 \text{ min}^{-1}$
a) $n = 500 \text{ rpm}$



b) $n = 3000 \text{ min}^{-1}$
b) $n = 3000 \text{ rpm}$

Obr. 6. Namerané priebehy napätia a prúdu
Fig. 6 Measured profiles of voltage and current

$$T_{in} - T_l = J \frac{d\omega}{dt} \quad (7)$$

kde J - je moment zotrvačnosti všetkých rotujúcich častí a T_l je záťažový moment.

Z princípu činnosti SRM vyplýva, že potrebujeme vedieť aj aktuálnu polohu rotora, ktorá závisí od uhlovej rýchlosti rotora:

$$\Theta = \int \omega dt \quad (8)$$

Aby bolo možné vyriešiť všetky uvedené rovnice, je nevyhnutné zadať okrem svorkového napätia, odporu vinutia a momentu zotrvačnosti aj hodnoty indukčnosti, ktoré sú závislé od fázového prúdu a polohy rotora. Na zadávanie hodnôt indukčnosti je použitý prístup č. 1 popísaný v kapitole 2. Matematický model bol naprogramovaný a riešený prostredníctvom simulačného jazyka MATLAB/SIMULINK, použitím numerickej matematickej metódy na riešenie diferenciálnych rovníc Runge - Kutta. Na obr. 5 vidíme simulované priebehy fázového prúdu, napätia a spriahnutého toku pre nižšie rýchlosti (obr. 5a) $n = 500 \text{ min}^{-1}$ a pre vyššie rýchlosti (obr. 5b) $n = 3000 \text{ min}^{-1}$, keď záťažový moment bol rovný menovitému momentu 11,8 Nm. Na obr.6 môžeme vidieť namerané priebehy napätia a prúdu pre tie isté podmienky, ktoré boli použité v simulácii. Na základe dobrej zhody simulovaných a nameraných priebehov (obr. 5 a 6), môžeme využiť simuláciu aj na návrh a optimalizáciu parametrov SRM. Podrobnejšia analýza priebehov prúdov, napätí a ostatných veličín pri vyšších a nižších rýchlostiach je urobená v [7].

4. Straty a účinnosť SRM

Ako sme uviedli v úvode, pri výbere trakčného pohonu je potrebné mať na zreteli jeho účinnosť a s ňou súvisiace straty. Vo všeobecnosti sa v elektrických motoroch uvažuje o štyroch druhoch

$$T_{in} - T_l = J \frac{d\omega}{dt} \quad (7)$$

where J - is moment of inertia of all rotating parts and T_l is load torque.

From the principles of SRM operation follows, that it is necessary to know an actual rotor position Θ , which depends on the angular rotor speed ω :

$$\Theta = \int \omega dt \quad (8)$$

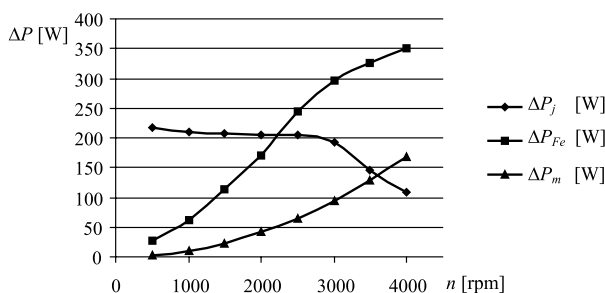
To solve all given equations, it is necessary to know terminal voltage, winding resistance and moment of inertia, and the values of inductance, depending on the phase current and rotor position. To set the inductance values, approach No. 1, described in chapter 2., has been used. A mathematical model has been solved by means of simulation language MATLAB/SIMULINK, solving differential equations on the basis of numerical mathematical method Runge-Kutta.

In Fig. 5 simulated phase current, voltage and flux-linkage profiles for lower speed (Fig. 5a), $n = 500 \text{ rpm}$, and for higher speed $n = 3000 \text{ rpm}$ (Fig. 5b), can be seen if load torque was equal to rated torque 11.8 Nm. In Fig. 6 measured voltage and current profiles for the same conditions as in simulations can be seen. On the basis of good coincidence simulated and measured values (Fig. 5 and 6), the simulation can be used also for SRM design and parameters optimization. More detailed analysis of the current, voltage and other variables profiles for higher and lower speed is made in [7].

4. SRM Losses and Efficiency

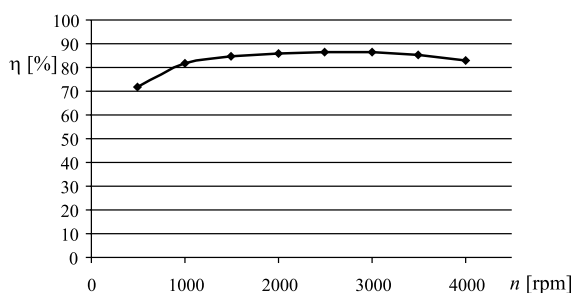
As mentioned in the introduction, in the process of the traction drive choice the losses and efficiency must be taken into account. Generally, in electrical machines four kinds of losses are

strát: straty vo vinutí (Jouleove straty) ΔP_j , straty v železe ΔP_{Fe} , mechanické straty ΔP_m a dodatočné straty ΔP_{ad} . Pre ilustráciu je na obr. 7 uvedený priebeh strát tu vyšetrovaného SRM určených pre rôzne hodnoty otáčok, pričom moment bol udržiavaný na konštantnej hodnote hysteréznym regulátorom prúdu (dvojpolohový regulátor) $T = 11,8$ Nm, pokiaľ to technické podmienky dovoľovali. Analýzu sme urobili prostredníctvom programu PC-SRD, VERSION 4., uvedeného v [5]. Z priebehov je vidieť, že pokiaľ bolo možné moment udržiavať na konštantnej hodnote (obr. 11), tak straty vo vinutí sa takmer nemenili. Boli dané tvarom prúdu, ktorý závisí nielen od záťažového momentu, ale aj od rýchlosti otáčania. Naopak, pri vyšších rýchlostiach efektívna hodnota prúdu klesne, tým klesnú aj straty vo vinutí. Straty v železe narastali so zvyšujúcimi sa otáčkami, pretože narastá aj časová zmena spriahnutého magnetického toku. Mechanické straty narastali tiež v závislosti od otáčok. Na obr. 8 je uvedený priebeh účinnosti v závislosti od otáčok, vypočítaný na základe priebehov strát z obr. 7.



Obr. 7. Priebeh strát SRM v závislosti od otáčok
Fig.7. The profile of SRM losses depending on speed

considered: winding losses ΔP_j , iron losses ΔP_{Fe} , rotational losses and additional losses ΔP_{ad} . The Fig. 7 illustrates the profile of the losses of the investigated SRM, determined for various values of speed, if torque has been kept on the constant value $T = 11.8$ Nm by means of hysteresis current controller, until technical condition allowed it. The analysis has been made by means of program PC-SRD, VERSION 4, seen in [5]. As seen in the profiles, until the torque can be kept in the constant value (Fig. 11), winding losses are not changing. The losses are given by the profiles of current, depending not only on the load, but also on the speed of rotation. In opposite, at the higher speeds the RMS value of the current decreases and, therefore, also decreases winding losses. Iron losses increase with increasing speed, because the time changing of flux-linkage also increases. Rotational losses also increase with speed. In Fig. 8 there is an efficiency/speed curve calculated on the basis of losses from Fig. 7.



Obr. 8. Priebeh účinnosti SRM v závislosti od otáčok
Fig.8. The profile of SRM efficiency depending on speed

5. Mechanická charakteristika SRM

Ako sme spomenuli v úvode, prirodzený tvar charakteristiky SRM $T = f(\omega)$ (obr. 9) sa podobá na trakčnú charakteristiku. Táto charakteristika sa skladá z troch základných častí.

V prvej časti vidíme konštantný priebeh momentu. Ten docielime tak, že fázový prúd budeme udržiavať na konštantnej hodnote vhodným druhom regulátora. Túto reguláciu je možné robiť iba v určitom rozsahu rýchlosti maximálne po bod B . Bod B , alebo rýchlosť ω_B , je maximálna rýchlosť, pri ktorej môžeme dodávať do SRM maximálny prúd pri menovitom napätí s konštantným uhlom zopnutia Θ_0 a vypnutia Θ_C (obr. 6a).

Uhol vodivosti $\Theta_D = \Theta_C - \Theta_0$ má konštantnú veľkosť.

V druhej časti mechanickej charakteristiky medzi bodmi B a P vidíme reguláciu na konštantný výkon ($P = T\omega$) až po bod P . Táto časť charakteristiky $T = f(\omega)$ sa dá doceliť zväčšením uhlu vodivosti Θ_D . Vyvíjaný moment klesá, pretože sa znižuje hodnota fázového prúdu [7].

Ak budeme zvyšovať rýchlosť motora otáčkovým regulátorom pri menovitom napätí a uhol vodivosti bude maximálny a konštantný, tak moment bude klesať so štvorcem rýchlosti, čomu zodpovedá tretia časť charakteristiky $T = f(\omega)$ od bodu P smerom doprava. Podobne ako v druhej časti charakteristiky aj v tejto časti

5. Torque/speed characteristic of SRM

As mentioned in the introduction, the inherent form of the SRM torque/speed characteristic (Fig. 9) is similar to traction characteristic. This characteristic consists of three basic parts.

In the first part a constant torque can be seen. It can be obtained by keeping the phase current on the constant value by a suitable kind of controller. This control is possible to carry out only in the limited speed range, maximum until the point B . At point B , the speed ω_B , is the highest speed at which a maximum current can be supplied at a rated voltage, with fixed firing angles Θ_0 , and commutation angles Θ_C (Fig. 6a). The conduction angle or dwell angle $\Theta_D = \Theta_C - \Theta_0$ has constant value.

In the second part of the torque/speed characteristic, between the point B and P , the control mode on the constant power ($P = T\omega$) can be seen (till the point P). This part of the torque/speed characteristic is possible to obtain by increasing of the conduction angle Θ_D . The developed torque decreases, because the value of phase current decreases [7].

If the speed controller at the rated voltage will increase the motor speed and the conduction angle will be maximum and constant, the torque will decrease with the square of the speed, which corresponds to the third part of the torque/speed characteristic from the point P towards the right. Similar to the second part the

klesá hodnota prúdu, ktorý už nie je možné udržiavať na požadovanej hodnote danej regulátorom.

Aby sme mohli získať charakteristiku $T = f(n)$ analyzovaného SRM, je potrebné aplikovať a použiť matematický model SRM, uvedený v kapitole 3 a v blokovej schéme sa skladá z PID regulátora, matematického modelu meniča (bez uvažovania úbytkov napätia na polovodičových prvkoch), matematického modelu SRM, ktorý je rozdelený na tri bloky: blok

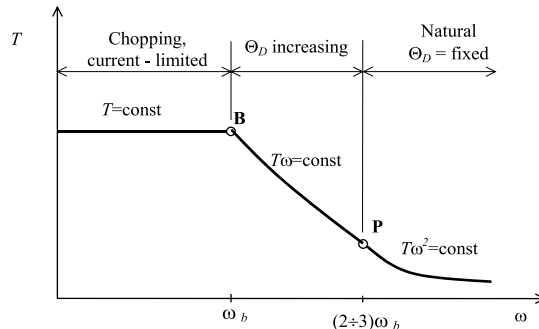
V.E. tvoria napäťové rovnice pre každú fázu (5), blok T.E. predstavuje momentová rovnica (6) a tretí blok predstavuje otáčkovú rovnicu (7) a z výpočtového bloku skutočnej polohy rotora. Ako je vidieť z obr. 9, do PID regulátora vstupuje rozdiel žiadaných a skutočných otáčok e_ω . Výstup z PID regulátora je žiadaná hodnota prúdu. V meniči sa porovnáva skutočná a žiadaná hodnota prúdu a na základe ich rozdielu a podľa polohy rotora sa pripája napätie na jednotlivé fázy. Ak chceme získať výstupné charakteristiky momentu v závislosti od rýchlosti otáčania rotora, je potrebné uvažovať s uhlom zopnutia a vypnutia fázového prúdu, pretože tvar charakteristiky $T = f(\omega)$ je závislý aj od uhla vodivosti (obr. 9), pozdĺž ktorého sa vytvára elektromagnetický moment (obr. 6a). V [1] je definovaná momentová oblasť, v ktorej je vytváraný nenulový moment danou fázou. V súmernom motore je táto oblasť určená vzťahom π/N_r . V našom prípade je to $22,5^\circ$ mechanických, pretože $N_r = 8$. Ďalej je definovaná efektívna momentová oblasť, ktorá predstavuje uhol, pozdĺž ktorého jedna fáza vytvára moment porovnateľný s menovitým momentom. Tento uhol zodpovedá tomu pólovému oblúku z dvoch prekrývajúcich sa pólův, ktorý je menší. V našom prípade je menší statorový oblúk, ktorého veľkosť je 15° mech. Preto efektívna momentová oblasť vyšetřovaného SRM je 15° mech.

current decreases because it is not possible to keep it on the required value given by the controller.

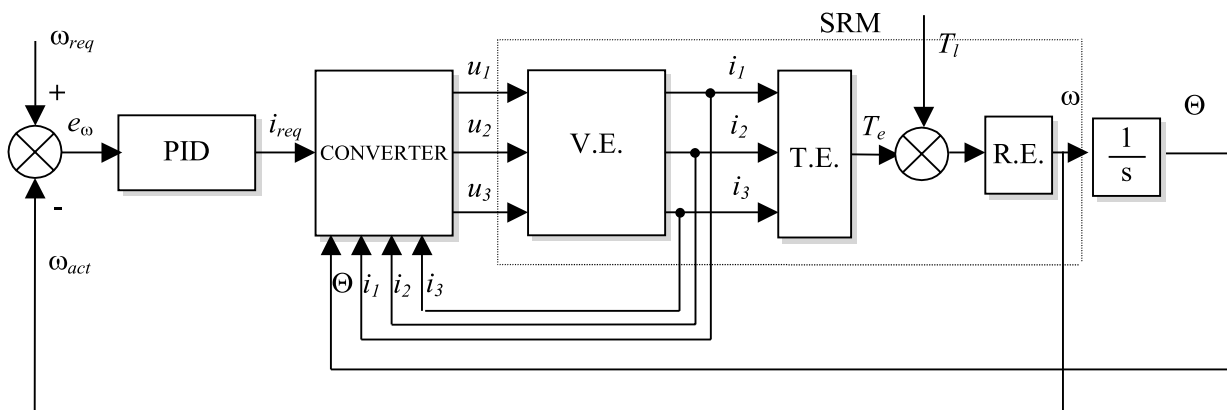
To get the torque/speed characteristic $T = f(n)$ of the investigated SRM, it was necessary to use the SRM mathematical model, shown in chapter 3 and in block diagram, in Fig. 10. The block diagram consists of: 1) the PID controller, 2) the mathematical model of the converter (the voltage drop due to semiconductor elements is not taken into account), 3) the SRM mathematical model, divided into three blocks: a) the block V.E. represents the voltage equations for each phase (5), b) the block T.E. represents torque equation (6), and c)

the block represents speed equation (7), and from the block for calculation of the real rotor position. As it is seen in Fig. 10, the difference between required and real speed e_ω enters the PID controller. The output of the PID controller is the required value of the current. In the converter the real and required values of current are compared, and on the basis of their difference and according to the rotor position the voltage is applied to the individual phases.

If the output torque/speed characteristic is required, it is necessary to take into account the firing angles and commutation angles, because the profile of the torque/speed characteristic depends also on the conduction angle (Fig. 9), along which an internal torque is developed (Fig. 6a). In [1] an absolute torque zone is defined, in which a non-zero torque is produced by the given phase. In a symmetrical motor this zone is given by the value of the ratio π/N_r . In here investigated SRM it is $22,5^\circ$ mechanical, because $N_r = 8$. Further it is defined an effective torque zone, which represents an angle, along which one phase produces a torque comparable with the rated one. This angle corresponds to this pole arc from the both overlapping poles, which is smaller. In this case the smaller is a stator pole, and its value is 15° mech. Therefore, the effective torque zone of here investigated SRM is 15° mech.



Obr. 9. Prírodná charakteristika $T = f(\omega)$ SRM
Fig. 9. General torque/speed characteristic of SRM



Obr. 10. Blokova schéma pohonu so SRM
Fig. 10. Block diagram of the SRM drive

Na obr. 11 vidíme $T = f(\omega)$ charakteristiku SRM pre uhol vodivosti 22.5° a 15° .

Tieto charakteristiky sú výstupom zo simulácie. Pre porovnanie bolo urobené meranie, pričom uhol vodivosti bol nastavený (výrobcom) v meniči na 15° a záťažový moment bol menovitý. Otáčky vyšetrovaného SRM boli obmedzené meničom, a preto sa pri meraní nedali zvýšiť na také otáčky, aké boli použité v simulácii. Ako môžeme vidieť z priebehov na obr. 11, tvar charakteristiky $T = f(\omega)$ sa podobá na trakčnú charakteristiku a zodpovedá prirodzenej charakteristike na obr. 9. Pre konkrétnu trakčnú aplikáciu je potrebné prepočítať moment na trakčnú silu s uvažovaním všetkých jazdných odporov a otáčky prepočítať na rýchlosť trakčného vozidla.

Na záver uvádzame porovnanie niektorých parametrov SRM a indukčného motora podľa [9], ktoré sú uvedené v tab. 1. Boli porovnávané motory s rovnakým menovitým výkonom a rovnakými menovitými otáčkami, ktorých katalógové údaje sú: $m = 3$, úplne uzavreté, chladené ventilátorom, trieda izolácie F.

Tab. 1

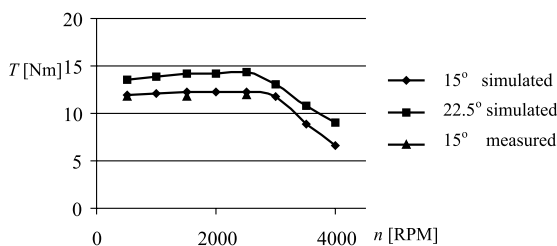
Údaje motora	SRM	IM
Výkon	7.5 kW	7.5 kW
Rýchlosť otáčania [min^{-1}]	1500 - 3000	1500 - 3000
Magnetizačný prúd (1500 RPM)	13.1 A	8.0 A
Vonkajší priemer statora	210 mm	122 mm
Merný výkon na hmotnosť	0.115 kW/kg	0.141 kW/kg
Hmotnosť motora	65 kg	53 kg
Počet zubov: stator/rotor	12/8	48/36
Dĺžka železa	193 mm	135 mm
Moment zotrvačnosti rotora	0.0195 kgm^2	0.024 kgm^2
Priemer rotora	120 mm	122 mm
Straty v Fe / mechanické straty	200/165 W	265/55 W
Straty vo vinuti: stator/rotor	595/0 W	650/350 W
Účinnosť motora	89.8 %	85.5 %
Účinnosť meniča	96.6 %	97.0 %
Účinnosť pohonu	86.7 %	82.6 %

Z porovnania vyplýva, že aj napriek vyššiemu magnetizačnému prúdu SRM má vyšší hmotný výkon a účinnosť pohonu so SRM je o 4 % vyššia ako účinnosť pohonu s IM.

6. Záver

Článok sa zaoberá vyšetrovaním parametrov a vlastností SRM z hľadiska jeho využitia v elektrickej trakkii. Popísané sú parametre

In Fig. 11 the SRM torque/speed characteristics for the conduction angles of 22.5° and 15° can be seen. These characteristics have been given as outputs of the simulation. For the comparison a measurement has been made, at which the conduction angle set in the converter by the producer was 15° , and the load torque was rated one. The converter has limited the speed of the investigated SRM, and therefore, it was not possible to increase them in the values used in simulation. As seen in Fig. 11, the profile of the SRM torque/speed characteristic is similar to the traction one and corresponds to its general characteristic shown in Fig. 9. For the certain traction application it is necessary to convert the torque on



Obr. 11. Charakteristiky SRM $T = f(n)$
Fig. 11. SRM torque/speed characteristics

the traction effort, taking into account all traction resistances and the angular or rotating SRM speed convert to the speed of the traction vehicle.

In the end a comparison of some SRM and IM parameters are shown in the table 1., according to [9]. The motors with equal rated power and rated speed have been compared. Their catalogue data are as follows: $m = 3$, totally closed, cooled by the fan, the insulation class F.

Table 1.

Motor's data	SRM	IM
Output power	7.5 kW	7.5 kW
Speed [RPM]	1500 - 3000	1500 - 3000
Magnetising current (RMS)	13.1 A	8.0 A
Output stator diameter	210 mm	122 mm
Power density	0.115 kW/kg	0.141 kW/kg
Motor weight	65 kg	53 kg
Tooth number	12/8	48/36
Stack length	193 mm	135 mm
Rotor moment of inertia	0.0195 kgm^2	0.024 kgm^2
Rotor diameter	120 mm	122 mm
Iron / friction & windage losses	200/165 W	265/55 W
Joule loss	595/0 W	650/350 W
Motor efficiency	89.8 %	85.5 %
Inverter efficiency	96.6 %	97.0 %
Drive efficiency	86.7 %	82.6 %

It can be seen from the comparison that in spite of the higher magnetizing current and lower power density, the SRM efficiency is raised by 4 % in comparison with the IM drive.

6. Conclusion

The paper deals with the SRM parameters and performance investigation from the point of view of its application in electrical

náhradnej schémy, najmä $L, \psi = f(\Theta, i)$, pre konkrétny motor. Bol zostavený matematický model, ktorého rovnice sú riešené v MATLAB/SIMULINKU. Výsledné časové priebehy prúdov a napätí sú porovnané pre nízke a vyššie rýchlosti s meranými priebehmi. Na základe blokovej schémy a matematického modelu boli vypočítané charakteristiky $T = f(n)$ pre rôzne uhly vodivosti a porovnané s meraním. V článku je popísaný vzájomný súvis medzi charakteristikami $T = f(n)$ SRM a trakčnou charakteristikou. Na záver je uvedené porovnanie niektorých parametrov SRM a indukčného motora. Z výsledkov vyplýva, že SRM je vhodný na trakčné aplikácie a môže nahradiť v súčasnosti používané IM.

Podakovanie

Za podporu ďakujeme grantom udeleným v rámci projektov VEGA 1/6111/99 a 1/8259/2001

Výšetrovanie prostredníctvom PC-SRD bolo vykonané na Katedre elektrických pohonů a trakcie, FEL, ČVUT, Praha. Autori ďakujú kolegom na uvedenej katedre za ochotu a láskavosť pri spolupráci.

The methods of the important equivalent circuit parameters investigation are presented, mainly $L, \psi = f(\Theta, i)$. A mathematical model has been created, the equations of which are solved in the MATLAB/SIMULINK program. The time profiles of the current and voltage for low and higher speed have been compared with measured ones. On the basis of block diagrams and mathematical model, the torque/speed characteristics $T = f(n)$ for various conduction angles have been calculated and compared with the measured ones. The paper has shown a mutual correspondence between SRM torque/speed and traction characteristics. In the end, a comparison of some SRM and IM parameters have been given. From the results it can be said that SRM is suitable for traction application and can replace at present used IM.

Acknowledgement

The authors wish to thank the Slovak Grant Agency for the support of this research, which was carried out within the VEGA projects 1/6111/99 and 1/8259/2001.

The investigation by means of PC-SRD was done at Department of Electrical Drives and Traction, FEL, ČVUT, Prague. The authors are grateful to the colleagues at this department for help and the possibility to use the program mentioned above.

Literatúra - References

- [1] MILLER, T. J., E.: *Switched Reluctance Motors and their Control*, Magna Physics Publishing, Oxford 1993.
- [2] BAUSCH, H., GRIEF, A., NICKEL, A. B. A.: *A 30kW/9000RPM Switched Reluctance, Drive for Traction Application ICEM '98*, Turkey.
- [3] RAY, W. F., DAVIS, R. M., LAWRENSON, P. J., STEPHENSON, J. M., FULTON, N. N. and BLAKE, R. J.: *Switched reluctance motor drives for rail traction: a second view*, IEE Proceedings, Vol. 131, Pt. B, No. 5, September 1984.
- [4] HRABOVCOVÁ, V., RAFAJDUS, P., WIAK, S.: *Finite Element Analysis and Test Results Characteristics of Switched Reluctance Motor*, ISEF '97, September 25-27, 1997, Gdansk, Poland, p. 102-105.
- [5] Manuál programu PC-SRD.
- [6] HRABOVCOVÁ, V., RAFAJDUS, P., FERKOVÁ, Ž.: *Test and Simulation Results of Switched Reluctance Motor Characteristics*. ED&PE, 1-3.October 1996, The High Tatras, Slovakia, p. 516-520, Volume 2.
- [7] HRABOVCOVÁ, V.; RAFAJDUS, P.; LIČKO, M.; JANOUŠEK, L.: *Modelling of The Dynamic Operation of The Switched Reluctance Drive by Simulink*, SPEEDAM '98, Sorrento, June, 3rd-5th 1998, Italy, p. P1-61 - P1-66.
- [8] RAFAJDUS, P., HRABOVCOVÁ, V.: *Switched Reluctance Motor and its Torque Production*, TRANSCOM '97, Volume 2, Žilina 25-26. 6. 1997, Slovak Republic, p. 157-160.
- [9] BINDER, A.: *Switched Reluctance Drive and inverter - fed Induction Machine - a comparison of design parameters and drive performance*, Electrical Engineering 82 (2000) p. 239-248.
- [10] KLUG, L.: *Computer Hardware Drives and Other Special Drives*, PEMC 1998, Prague, 8-10. September 1998, p. 3.81-3.84.

Juraj Altus – Milan Novák – Alena Otčenášová – Michal Pokorný – Adam Szelag *

KVALITATÍVNE PARAMETRE ELEKTRICKEJ ENERGIE ODOBERANEJ ELEKTRICKÝMI DRÁHAMI

QUALITY PARAMETERS OF ELECTRICITY SUPPLIED TO ELECTRIC RAILWAYS

V príspevku sa pojednáva o najzávažnejších nepriaznivých vplyvoch striedavej elektrickej trakcie na kvalitatívne parametre dodávanej elektrickej energie ako sú účinník základnej harmonickej a skutočný účinník, harmonické zložky prúdu a napätia, nesymetria a účinníky v nesymetricky zaťažených vedeniach, flicker efekt - blikanie. Na potvrdenie niektorých záverov v príspevku uvádzame výsledky z merania v trakčnej transformovni ŽSR Nové Zámky a tiež naznačujeme možnosti odstránenia nepriaznivých vplyvov prostredníctvom filtračno-kompenzačnej stanice a pomocou aktívnych filtrov.

1. Úvod

Vzájomným ovplyvňovaním sa jednotlivých zariadení a ich schopnosťou pracovať vyhovujúcim spôsobom vo svojom elektromagnetickom prostredí bez vytvárania neprípustného elektromagnetického rušenia pre čokoľvek v tomto prostredí, sa zaoberá medziodborová vedecko-technická disciplína so všeobecným názvom *elektromagnetická kompatibilita (EMC)*. Jednou z jej súčastí je oblasť zaoberajúca sa kvalitou elektrickej energie.

Za kvalitu elektrickej energie zodpovedá jej dodávateľ (distribútor) aj keď zhoršovanie kvality môže vychádzať z energetických zariadení odberateľa. Preto pri uzatváraní zmlúv na dodávku alebo odber elektrickej energie je potrebná súčinnosť obidvoch zainteresovaných strán. Nemožno sa však spoliehať len na tržné princípy, ale dodávateľ elektrickej energie musí chrániť svoje záujmy a záujmy ostatných odberateľov. Je to možné prostredníctvom určených podmienok pre pripojovanie energetických zariadení (spotrebičov a zdrojov elektrickej energie), medzinárodnými normami a meraním jednotlivých kvalitatívnych parametrov.

V norme STN 50160 „Napäťové charakteristiky elektrickej energie dodávanej verejnými rozvodnými sústavami“ [5] sú definované kvalitatívne parametre elektrickej energie a ich kompatibilné úrovne – dovolené hodnoty pre napäťové úrovne nn a vn.

Za kvalitatívne parametre dodávanej elektrickej energie sa považujú:

The paper analyses the most relevant unfavourable impact of AC electric traction on the quality parameters of supplied electric energy. These are: power factor of fundamental harmonic and power factor, voltage a current harmonic components, unbalance and power factors in asymmetrically loaded lines and flicker. To confirm some propositions, the paper presents results of measurements in traction transformer substation ŽSR Nové Zámky. Also, the possibilities of unfavourable impact elimination using filtering and compensating substation and power active filters are mentioned.

1. Introduction

Various parts of electrical equipment are mutually affected. Each appliance is less or more able to operate satisfactorily in its electromagnetic environment without introducing intolerable electromagnetic disturbances to other appliances placed in the same location. An inter-disciplinary scientific branch generally called Electromagnetic Compatibility (EMC) deals with mentioned problems. One of its parts is the domain dealing with the quality of electricity.

The supplier (distributing company) always guarantees quality of electricity, even in the case when the quality deterioration is caused by the electrical installation owned by a consumer. Hence a cooperation of both parties involved (supplier, consumer) is required during the process of creating an agreement for electricity supply. But the market principles are not the only criterion; a supplier also has to protect its own priorities, and the interests of other consumers. It could come to fruition through the established conditions for connecting electric installations (appliances and electricity sources), international standards and measurement of various quality parameters.

The quality parameters of electricity are defined in the Slovak standard STN 50160 “Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems” [5], together with their compatibility levels, i.e. acceptable values for LV and MV voltage systems.

The following parameters are considered as the quality parameters of electricity:

* ¹Doc. Ing. Juraj Altus, PhD., Doc. Ing. Milan Novák, PhD., Doc. Ing. Alena Otčenášová, PhD., Doc. Ing. Michal Pokorný, PhD.,

²Dr. Adam Szelag El.Eng. MIEE

¹Department of Electric Traction and Energetics, Faculty of Electrical Engineering, University of Žilina, Veľký Diel, 010 26 Žilina, Slovak Republic, E-mail otcenas@fel.utc.sk

²Electric Traction Division, Faculty of Electrical Engineering, Warsaw University of Technology, Plac Politechniki 1, 00-661 Warszawa, Poland, E-mail aszelag@nov.iem.pw.edu.pl

- napätie a jeho odchýlky,
- krátkodobé prerušenia, poklesy a prekročenia menovitých hodnôt napätia,
- účinník základnej harmonickej,
- frekvencia siete,
- nesymetria napätia,
- obsah harmonických zložiek napätí a prúdov,
- medziharmonické,
- rýchle zmeny a kolísanie napätia, miera vnemu blikania (flicker).

Doteraz neboli u nás sledované všetky zmienené kvalitatívne parametre elektrickej energie a spätné vplyvy nelineárnych spotrebičov na napájaciu sieť, avšak tlak na zvyšovanie kvality elektrickej energie núti dodávateľov k ich postupnému meraniu a vyhodnocovaniu.

2. Účinník základnej harmonickej

Donedávna mali Železnice Slovenskej republiky (ŽSR) určité výnimky v dodržiavaní kvalitatívnych parametrov elektrickej energie. V súčasnosti dodávateľia elektrickej energie voči ŽSR uplatňujú rovnaké požiadavky ako voči ostatným odberateľom. Predpokladá sa, že všetky odbery sa budú uskutočňovať pri induktívnom účinníku $\cos\varphi = 0,95$ až 1. Pokiaľ túto záväznú hodnotu účinníka odberateľ nedodrží, platí dodávateľovi cenová prirážka za zvýšenie strát v elektrizačnej sústave.

ŽSR v súčasnosti prevádzkujú elektrickú trakciu pomocou dvoch systémov - jednosmerného a striedavého. Pre jednosmernú elektrickú trakciu platí teoreticky, a je to potvrdené aj mnohými meraniami, že prúdový odber je uskutočňovaný s účinníkom, ktorý je priaznivý a nie je penalizovaný zo strany dodávateľa elektrickej energie. Naproti tomu súčasné hnacie vozidlá striedavej elektrickej trakcie systému 25 kV, 50 Hz dosahujú priemerný účinník okolo hodnoty 0,83.

Potreba jalového výkonu v elektrickej vozbe je ovplyvňovaná hlavne trakčným režimom hnacích vozidiel, s ktorým súvisí magnetizačný prúd transformátora, rozptylová reaktancia transformátora, komutácia usmerňovača s vyhladzovacou tlmivkou a hlavne fázové riadenie tyristorových meničov - usmerňovačov. Magnetizačný prúd transformátora trakčnej transformovne a jeho rozptylová reaktancia, ako aj impedancia trakčného vedenia sa tiež podieľajú na zhoršenom účinníku.

Striedavá elektrická trakcia je typickým veľkým spotrebičom s nesymetrickým odberom elektrickej energie. Stykovým miestom medzi trakčným vedením a elektrickou sieťou energetiky sú trakčné transformovne, ktoré spravidla obsahujú dva trakčné transformátory 110/27 kV. Podľa toho, či pracuje jeden alebo dva transformátory, hovoríme o „T“ alebo „V“ type spojenia. Transformátory sú vždy pripojené na združené napätia vedenia 110 kV (obr. 1) a predstavujú pre sieť značne nesymetrický spotrebič. Účinníky a výkony sú v prípade nesymetrických odberov rôzne na záťaži a vo vedení a na rozdiel od symetrickej záťaže sú rôzne aj v jednotlivých fázach vedenia.

- voltage and its deviation limits,
- short-time voltage interruptions, dips and swells (as related to the voltage nominal value),
- power factor of the fundamental harmonic,
- frequency,
- voltage unbalance,
- content of voltage and current harmonics,
- interharmonics,
- rapid voltage changes and fluctuations, rate of flicker.

Mentioned quality parameters of electricity and negative influences of non-linear appliances upon the electric network were not universally monitored. Present needs for the highest quality parameters force the electricity suppliers to measure and evaluate these quantities.

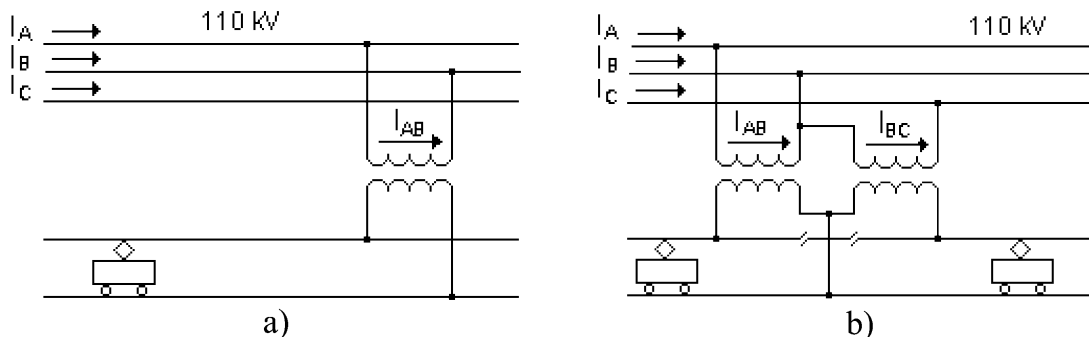
2. Power factor of the fundamental harmonic

For the Railways of Slovak Republic (ŽSR) some exceptions were valid in keeping the quality parameters of electric energy until recently. Now, electricity suppliers call ŽSR to operate under the same rules as other consumers. It is expected that all loads will have inductive power factor within the range of $\cos\varphi = 0.95 - 1$. In this case, when the consumer does not keep these obligatory values of power factor, he is obligated to pay an additional charge to electricity supplier because of the increasing loss in electric network.

ŽSR actually operates electric railways under two different current systems - DC and AC. Current taken off the network by the DC traction system has a favourable power factor. It is confirmed theoretically and also by number of measurements carried out. In this case electricity suppliers do not fine ŽSR for low power factor values. On the other hand, contemporary electric vehicles used in the AC traction system 25 kV, 50 Hz handle an average power factor only around the value of 0.83.

The need of reactive power in the electric traction is affected mainly by the traction mode of electric vehicles. This mode determines magnetizing current of transformer and its leakage reactance, commutation of rectifier with smoothing inductor and the major phase control of thyristor converters - rectifiers. The magnetizing current of the transformer in the traction substation and its leakage reactance as well as the impedance of traction overhead line contribute to the inferior values of power factor.

AC electric traction is the typical big consumer who creates the asymmetrical loads. The points of common coupling between the HV electric network and electric railways are the traction transformer substations usually equipped by two traction transformers 110/27 kV. When only one transformer is in operation, we talk about a "T" connection, in the case of two transformers in operation - "V" connection. Transformers are always connected to the line-to-line voltage 110 kV (Fig. 1) and thus represent a considerable asymmetrical load for the network. In the case of asymmetrical loads the power factors and powers in appliance differ from those in the electric line. Power factors and powers are also different in each phase of the line in contrast to the symmetrical load line.

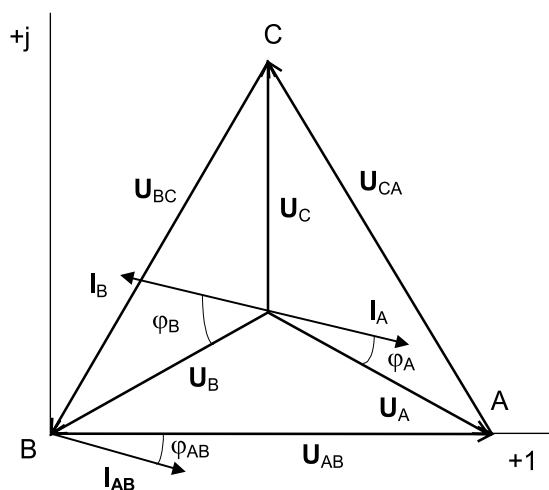


Obr. 1. Pripojenie trakčných transformátorov na vedenie 110 kV, a) T - spojenie, b) V - spojenie
Fig. 1. Traction transformers connection to 110 kV line, a) T - connection, b) V - connection

2.1 Účinníky v nesymetricky zaťažených vedeniach T - spojenie

Uvažujeme jeden jednofázový spotrebič v T - spojení (obr. 1a), pripojený na združené napätie U_{AB} , ktorý odoberá prúd I_{AB} (v harmonickej oblasti) s účinníkom $\cos \varphi_{AB}$ induktívneho charakteru. Induktívny charakter odberov je najbežnejší a dokonca predpisy dodávateľov elektrickej energie kapacitný charakter odberu nepripúšťajú (ako bolo vyššie uvedené). Fázorový diagram napätí a prúdov je na obr. 2. Fázové prúdy, napätia a fázové posuny vo vedení majú označenie s jedným indexom. Z geometrických pomerov na obr. 2 je možné zistiť, že medzi účinníkmi vo fázach vedenia a na spotrebiči platia nasledovné vzťahy

$$\left. \begin{aligned} \cos \varphi_A &= \cos(\varphi_{AB} - 30^\circ) \\ \cos \varphi_B &= \cos(\varphi_{AB} + 30^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$



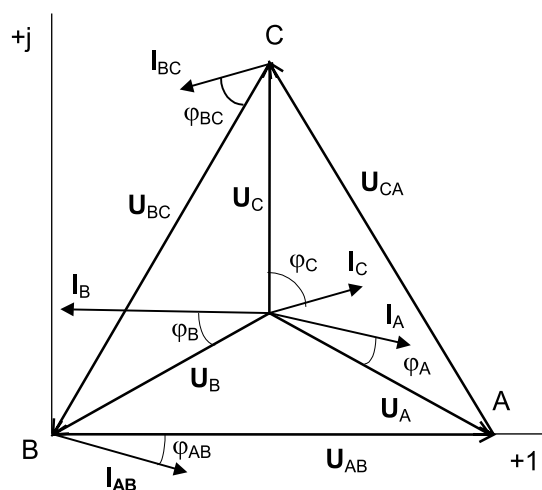
Obr. 2. Fázorový diagram napätí a prúdov pre T - spojenie
Fig. 2. Phasor diagram of voltages and currents for T - connection

Z týchto vzťahov vyplýva, že pri zisťovaní účinníkov vo vedení je možné v niektorej fáze namerať kapacitný charakter účinníka a v inej fáze zasa pomerne nízke hodnoty účinníka induktívneho

2.1 Power factors in asymmetrically loaded lines T - connection

Let's talk about one single-phase appliance in T - connection (Fig. 1a), connected to line-to-line voltage U_{AB} . It takes off the (harmonic) current I_{AB} with inductive power factor $\cos \varphi_{AB}$. Inductive power factor is the most common one and also electricity supplier's rules do not allow capacitive power factors (as mentioned above). Phasor diagram of voltages and currents is in Fig 2. Phase voltages, currents and phase shifts in the line are denoted with one character subscript. It is possible to determine (from the geometrical situation at Fig. 2), that the following formulae are valid between the power factors in the line and phase shifts in the appliance

$$\left. \begin{aligned} \cos \varphi_A &= \cos(\varphi_{AB} - 30^\circ) \\ \cos \varphi_B &= \cos(\varphi_{AB} + 30^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$



Obr. 3. Fázorový diagram napätí a prúdov pre V - spojenie
Fig. 3. Phasor diagram of voltages and currents for V - connection

These formulae indicate that power factor in one phase of the line could have a capacitive value, while the value of the other phase is inductive and low. It is happening even in the case when

charakteru a to aj v tom prípade, že účinník jednofázového spotrebiča je v povolenom pásme 0,95 až 1,00.

V - spojenie

Fázorový diagram pre V - spojenie je na obr. 3. Z geometrických pomerov na tomto obrázku je opäť možné jednoducho zistiť vzťahy pre účinníky krajných fáz A a C

$$\left. \begin{aligned} \cos\varphi_A &= \cos(\varphi_{AB} - 30^\circ) \\ \cos\varphi_C &= \cos(\varphi_{BC} + 30^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Zostáva nájsť vzťah pre účinník v strednej fáze B. I tu sa vychádza z geometrie na obr. 3, pričom je vhodné zaviesť nasledovné označenie pre pomer veľkostí prúdov spotrebičov

$$k = \frac{I_{BC}}{I_{AB}} \quad (3)$$

Všeobecný vzťah pre fázový posun φ_B má tvar

$$\varphi_B = 30^\circ - \operatorname{arctg} \left(\frac{\sqrt{3} \cdot k \cdot \cos\varphi_{BC} - k \cdot \sin\varphi_{BC} - 2 \cdot \sin\varphi_{AB}}{k \cdot \cos\varphi_{BC} + \sqrt{3} \cdot k \cdot \sin\varphi_{BC} + 2 \cdot \cos\varphi_{AB}} \right) \quad (4)$$

Vzťah (4) je možné upraviť s použitím nasledovného označenia pre súčet fázových posunov

$$\sigma = \varphi_{AB} + \varphi_{BC} \quad (5)$$

Zo vzťahu (4) je teraz možné vylúčiť φ_{AB} a dostávame

$$\varphi_B = 30^\circ - \operatorname{arctg} \left[\frac{(tg\varphi_{BC}) \cdot (2 \cdot \cos\sigma - k) + (\sqrt{3} \cdot k - 2 \cdot \sin\sigma)}{(2 \cdot \cos\sigma + k) + (tg\varphi_{BC}) \cdot (\sqrt{3} \cdot k + 2 \cdot \sin\sigma)} \right] \quad (6)$$

V prípade, že veľkosti prúdov oboch záťaží sú rovnaké, t. j. keď $I_{AB} = I_{BC}$ a $k = 1$, nie je hodnota fázového posunu φ_B závislá od jednotlivých fázových posunov záťaže φ_{AB} a φ_{BC} , ale len od ich súčtu, podľa nasledujúceho vzťahu

$$\varphi_B = 30^\circ - \operatorname{arctg} \left(\frac{\sqrt{3} - 2 \cdot \sin\sigma}{1 + 2 \cdot \cos\sigma} \right) \quad (7)$$

V prípade, ak sú obidve záťaže vo V - spojení rovnaké nielen veľkosťou, ale majú aj rovnaké účinníky (t. j. $k = 1$ a $\varphi_{AB} = \varphi_{BC}$), správa sa stredná fáza rovnako ako v prípade súmernej sústavy a pre fázový posun strednej fázy φ_B dostaneme zo vzťahu (7)

$$\varphi_B = 30^\circ - \operatorname{arctg} \left[\frac{\sin(30^\circ - \varphi_{AB})}{\cos(30^\circ - \varphi_{AB})} \right] = \varphi_{AB} \quad (8)$$

Pre uvedené zjednodušené podmienky rovnakých spotrebičov vo V - spojení je na obr. 4 vyneseny priebeh účinníkov v jednotlivých fázach vedenia v závislosti od účinníkov záťaže, ktoré sú induktívneho charakteru (podľa vzťahov (2) a (8)). Účinník vo fáze A mení svoj charakter z kapacitného na induktívny pri poklese účinníka záťaže pod hodnotu 0,866.

the power factor of a single-phase appliance is within the allowed range.

V - connection

Phasor diagram for the V - connection is in Fig. 3. From the geometrical situation at Fig. 3 the following formulae are valid for power factors in the line for phases A, B

$$\left. \begin{aligned} \cos\varphi_A &= \cos(\varphi_{AB} - 30^\circ) \\ \cos\varphi_C &= \cos(\varphi_{BC} + 30^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

The power factor in phase B is to be derived. Here again, the geometrical situation at Fig. 3 is the base for the calculations. The following denotation for the magnitudes of an appliance's currents ratio is advisable

$$k = \frac{I_{BC}}{I_{AB}} \quad (3)$$

A general formula for the phase shift φ_B is

Equation (4) can be re-arranged with the use of the following denotation for the sum of the phase shifts

$$\sigma = \varphi_{AB} + \varphi_{BC} \quad (5)$$

Thus φ_{AB} can be eliminated from equation (4), so

In the case when magnitudes of both appliances are equal, i.e. when $I_{AB} = I_{BC}$ and $k = 1$, the value of phase shift φ_B does not depend on the values of each phase shift of the appliances φ_{AB} and φ_{BC} , but only on their sum, according to the following formula

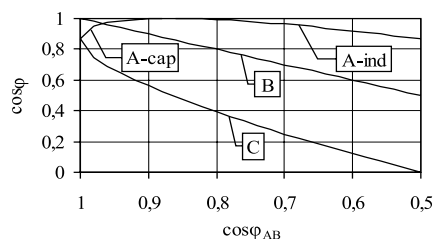
$$\varphi_B = 30^\circ - \operatorname{arctg} \left(\frac{\sqrt{3} - 2 \cdot \sin\sigma}{1 + 2 \cdot \cos\sigma} \right) \quad (7)$$

In the case when both V - connected loads are equal not only by current mag-

nitudes but also by their power factors (i.e. $k = 1$ and $\varphi_{AB} = \varphi_{BC}$), phase B acts the same way as for the symmetrically loaded line. Formula for the phase shift φ_B of phase B can be derived from equation (7)

$$\varphi_B = 30^\circ - \operatorname{arctg} \left[\frac{\sin(30^\circ - \varphi_{AB})}{\cos(30^\circ - \varphi_{AB})} \right] = \varphi_{AB} \quad (8)$$

Fig. 4 presents graphs of power factors of the phases of the line vs. power factor of the load (which is of inductive character) - for above mentioned simplified conditions - two equal appliances. The graphs were calculated in accordance with equations (2) and (8). Power factor in phase A changes its capacitive character to inductive one when the load power factor decreases below 0.866.



Obr. 4. Účinníky vo fázach vedenia pre dva rovnaké spotrebiče vo V - spojení
Fig. 4. Power factors in the line for two equal appliances in V - connections

3. Harmonické zložky napätia a prúdu

Ďalším kvalitatívnym ukazovateľom, ktorý má byť v najbližšej budúcnosti sledovaný zo strany energetiky, je dodržiavanie kompatibilných úrovní obsahu harmonických napätí v dohodnutom spoločnom napájacom bode. Toto obmedzenie bude znamenať, že odberné zariadenie pripojené na rozvodné zariadenie dodávateľa bude musieť byť vybavené dostupnými technickými prostriedkami obmedzujúcimi vplyv spätného pôsobenia na kvalitu dodávanej elektrickej energie ostatným odberateľom a nesmie ovplyvňovať funkciu riadiacej, meracej a zabezpečovacej techniky a činnosť systému hromadného diaľkového ovládania.

Jednosmerná elektrická trakcia teoreticky, ale opäť aj na základe meraní, nie je pôvodcom významných harmonických zložiek prúdu a následne napätia, čo je zdôvodniteľné tým, že v trakčnej menišni je trojfázový usmerňovač s dvanásť impulzovým usmernením.

Usmerňovač umiestnený na hnacom vozidle striedavej trakčnej prúdovej sústavy predstavuje zdroj prúdových harmonických, čo je potvrdené meraniami aj simulačnými experimentami. Pretože ide o jednofázový menič s dvojiimpulzovým usmernením, spektrum prúdu odobieraného jednofázovým rušňom obsahuje minimálne všetky nepárne násobky základnej frekvencie 50 Hz. Veľkosť prúdových harmonických je približne nepriamo úmerná rádu harmonickej.

Veľkosť harmonických zložiek prúdu v trakčnej transformovni však závisí nielen od veľkosti prúdových harmonických rušňa, ale aj od konfigurácie napájaného obvodu. Prenosové cesty harmonických prúdu rušňa ako zdroja predstavujú elektrický R-L-C obvod s rozloženými parametrami, v ktorom dochádza vplyvom vlastností prvkov trakčného vedenia, trakčného transformátora a nadradenej sústavy k paralelnej aj sériovej rezonancii. Frekvencia, pri ktorej dochádza k paralelnej rezonancii, závisí predovšetkým od dĺžky napájaného úseku, od parametrov trakčného vedenia a transformátora trakčnej transformovne. So vzrastom dĺžky napájaného úseku frekvencia rezonancie klesá [1], [2].

Pri paralelnej rezonancii napájacej sústavy impedancia zodpovedajúca rezonančnej frekvencii dosahuje hodnoty rádovo desiatok k Ω . Potom harmonické zložky prúdu elektrických hnacích vozidiel (rádovo jednotky ampérov), blízke rezonančnej frekvencii napájacej sústavy, vyvolávajú napätové kmity, ktoré na konci vedenia môžu dosiahnuť pre rezonančnú frekvenciu niekoľko kV. Na začiatku vedenia prenikajú cez trakčný transformátor do električnej sústavy.

Prúdové harmonické produkované rušňom, zodpovedajúce rezonančnej frekvencii, sú v napájacom obvode niekoľkonásobne zosilňované. Cez trakčný transformátor sa prúdové harmonické prenesú na jeho primárnu stranu.

Metodika výpočtu šírenia harmonických zložiek prúdu trakčným vedením a modelovanie napájania striedavej trakčnej prúdovej sústavy sú uvedené v [1], [2].

Trakčný obvod, z ktorého hnacie vozidlo odoberá výkon, je možné všeobecne považovať za elektrický dlhý vedenie, dané pre-

3. Harmonic components of voltage and current

The next quality parameter, which will be monitored by electricity distributing companies in the near future, is the meeting of compatible levels of the content of voltage harmonics in the points of common coupling. It means that any appliance connected to the distribution network operated by a given electricity supplier will have to be equipped by available technological means for reduction of backward influence of the appliance on the quality of the electricity supplied to other consumers. The appliance is also not allowed to affect the functioning of control, measurement and security technologies and ripple control system.

DC electric traction system is not the source of any considerable current harmonic components (consequently nor voltage harmonics). It could be proved by calculations and is also proved by number of measurements accomplished (12-pulse, 3-phase rectifiers are used in the traction substations).

A rectifier placed in the electric vehicle of an AC traction system stands for the source of current harmonics – this is proved theoretically and also by accomplished measurements and simulation experiments. The thing is that the rectifier is the single-phase converter with 2-impulse rectification. So the spectrum of the current taken off by the single-phase vehicle includes at least all odd multiples of the fundamental frequency 50 Hz. The magnitudes of current harmonics are (approximately) proportional to the inverse values of harmonic order.

The magnitudes of current harmonics in the traction transformer substation do not depend on the magnitudes of the current harmonics of the vehicle only, but also on the supply circuit configuration. Transmission path of the current harmonics from the source (vehicle) represents electric R-L-C circuit with distributed parameters. In that circuit the serial and parallel resonance can occur as a result of the nature of elements of a traction overhead line, traction transformer and HV electric network. Primarily, the lengths of the supplied section, parameters of traction overhead line and traction transformer affect the frequency of parallel resonance. For longer length of the supplied section the resonance frequency decreases [1], [2].

The impedance of the supply circuit can reach values of tens of k Ω at the parallel resonance conditions. Then, the current harmonics produced by the electric vehicles (approximately amperes) close to resonance frequency cause voltage oscillations, which can reach the values of some kV at the end of the section (for the resonance frequency). These oscillations penetrate the electric network via the traction transformer.

Current harmonics produced by the electric vehicles at the resonance frequency are amplified in the supply circuit. Current harmonics are transformed via the traction transformer to its primary side.

Calculation methodology of current harmonic propagation via traction overhead lines and modeling of the AC traction supply system are introduced in [1], [2].

A traction circuit that supplies electric vehicles is mainly created by traction overhead line, which can be considered as

dovšetkým trakčným vedením, ktoré je buďené v niektorom bode z prúdového zdroja harmonických, ktorý predstavuje hnacie vozidlo. Pri jednostrannom napájaní (charakteristické pre striedavú trakčnú prúdovú sústavu), je jeden koniec tohto dlhého vedenia otvorený, druhý koniec je pripojený k sekundárnemu vinutiu trakčného transformátora v trakčnej transformovni.

Náhradný obvod pre zisťovanie spektra prúdu odoberaného hnacím vozidlom a spektra prúdu v napájači trakčnej transformovne potom pozostáva z týchto častí:

- náhradná schéma nadradenej sústavy,
- náhradná schéma trakčnej transformovne,
- náhradná schéma trakčného vedenia,
- náhradná schéma otvoreného konca trakčného vedenia.

Náhradný model je nutné uvažovať pre každú harmonickú zvlášť, nakoľko parametre obvodu sú frekvenčne závislé.

4. Skutočný účinník (faktor výkonu)

Skutočný *zdanlivý výkon* v jednofázovej sústave s deformovateľným prúdom a napätím je daný rovnicou

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} = \sqrt{P^2 + P_f^2} \quad (9)$$

kde P je *činný výkon* harmonických zložiek prúdu a napätia toho istého rádu k a predstavuje súčet činných výkonov jednotlivých harmonických

$$P = \sum_{k=0}^{\infty} U_{fk} \cdot I_k \cdot \cos\varphi_k = \sum_{k=0}^{\infty} P_k, \quad (10)$$

Q je *jalový výkon* harmonických zložiek prúdu a napätia toho istého rádu k a predstavuje súčet jalových výkonov jednotlivých harmonických

$$Q = \sum_{k=0}^{\infty} U_{fk} \cdot I_k \cdot \sin\varphi_k = \sum_{k=0}^{\infty} Q_k, \quad (11)$$

D je *deformačný výkon*

Deformačný výkon súvisí s deformáciou kriviek prúdu a napätia voči harmonickému priebehu. Nulový je vtedy, ak krivka napätia a prúdu obsahuje tie isté harmonické, pričom pomer efektívnych hodnôt napätia a prúdu je pre každú harmonickú rovnaký, t. j. komplexná impedancia obvodu je frekvenčne nezávislá. Deformačný výkon je spolu s jalovým výkonom základnej harmonickej odoberaný zo siete a patrí medzi neaktívne výkony. Nevykonáva prácu a podieľa sa na stratách výkonu.

a electrically long line. This line is fed in a given point by the current source of the current harmonic components - by the vehicle. Usually used one-side feeding (typical for AC electric traction) means, one end of that long line is opened, while the other end is connected to the secondary winding of the traction transformer in the substation.

An equivalent electric circuit used for investigation of the current spectrum of electric vehicle and current spectrum of the substation's feeder consists from the following elements

- equivalent circuit of HV electric distribution system,
- equivalent circuit of traction substation,
- equivalent circuit of traction overhead line,
- equivalent circuit of the open end of traction overhead line.

An equivalent model has to be created for each harmonic order separately, as the circuit parameters are frequency dependent.

4. Power factor

An actual *apparent power* in a single-phase system with distorted current and voltage is given by following formula

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} = \sqrt{P^2 + P_f^2} \quad (9)$$

where P is the *active power* of the harmonic components of current and voltage of the same order k and represents sum of real powers of single harmonics

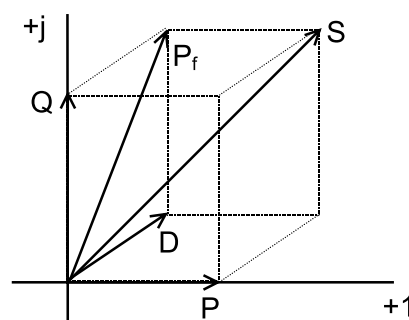
$$P = \sum_{k=0}^{\infty} U_{fk} \cdot I_k \cdot \cos\varphi_k = \sum_{k=0}^{\infty} P_k, \quad (10)$$

Q is the *reactive power* of the harmonic components of current and voltage of the same order k and represents sum of reactive powers of single harmonics

$$Q = \sum_{k=0}^{\infty} U_{fk} \cdot I_k \cdot \sin\varphi_k = \sum_{k=0}^{\infty} Q_k, \quad (11)$$

D is the *deformative power*

$$D = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \sum_{l=1}^{\infty} [U_{fk}^2 \cdot I_l^2 + U_{fl}^2 \cdot I_k^2 - 2 \cdot U_{fk} \cdot U_{fl} \cdot I_k \cdot I_l \cos(\varphi_k - \varphi_l)]} \quad (12)$$



Obr. 5. Vzťahy medzi výkonomi
Fig. 5. Relations among powers

Deformative power is connected with current and voltage waveshape distortion compared to harmonic (sinusoidal) shape. Its value is equal to zero in the case, when both voltage and current curve contain the same harmonic components and the ratio between RMS values of voltage and current is the same for harmonics of all orders - i.e. complex circuit impedance does not depend on frequency. Both deformative power and reactive power of fundamental harmonic taken off the network are non-active powers. They do not produce electric work, but take a part on creation of losses.

P_f je fiktívny výkon.

Vo všeobecnej trojfázovej sústave je celkový činný a jalový výkon daný opäť súčtom týchto veličín pre jednotlivé harmonické vo všetkých troch fázach.

Pomer činného výkonu k zdanlivému pre neharmonické priebehy sa nazýva *skutočným účinníkom (faktorom výkonu)* a označuje sa λ (na rozdiel od účinníka základnej harmonickej $\cos\varphi_1$)

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T u^2(t) dt} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i^2(t) dt}} = \frac{\sum_{k=0}^{\infty} U_{fk} \cdot I_k \cos\varphi_k}{\sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_{fk}^2} \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} I_k^2}} \quad (13)$$

kde $u(t)$ a $i(t)$ sú časové priebehy neharmonického napätia a prúdu.

Vzájomný vzťah medzi $\cos\varphi$ (účinníkom základnej harmonickej, index „1“ sa obvykle vynecháva) a λ je daný nasledujúcim výrazom

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos\varphi \cdot g_i \quad (14)$$

kde g_i je činiteľ deformácie, definovaný ako pomer efektívnej hodnoty základnej harmonickej prúdu k efektívnej hodnote deformovaného prúdu.

Pretože trakčný prúd odoberaný hnacím vozidlom striedavej elektrickej trakcie je značne skreslený harmonickými prúdu, je následne aj skutočný účinník λ o 10 až 15 % nižší oproti $\cos\varphi$ - účinníku základnej harmonickej. Jednosmerná trakcia opäť nespôsobuje nepríjemnosti s ohľadom na uvádzaný parameter.

5. Nesymetria

K ďalším kvalitatívnym parametrom, ktorých porušenia zatiaľ nie sú finančne postihované, patrí hodnota činiteľa napätvej nesymetrie. Dodávatelia elektrickej energie by mali rozdeľovať povolené 2 % činiteľa napätvej nesymetrie v dohodnutom spoločnom napájacom bode v pomere výkonu odoberaného jedným odberateľom k prenosovým možnostiam daného bodu. Takto určené percento zníženia povoleného odoberaného výkonu sa uplatňuje i v prípade, keď v spoločnom napájacom bode je len jediný odberateľ. Aj pri meraní nesymetrie je problém jednoznačne oddeliť vplyv daného odberateľa od „pozadia napájacej sústavy“. Mnohé merania preukázali, že jednofázový trakčný odber nie je jediný, ktorý napätovú nesymetriu spôsobuje.

Norma STN EN 50160 uvádza, že v priebehu normálneho prevádzkového stavu má byť počas každého obdobia jedného týždňa 95 % 10-minútových stredných efektívnych hodnôt spätnej zložky napájacieho napätia v rozsahu 0 až 2 % súslednej zložky. Teoreticky sa činiteľ prúdovej nesymetrie pre striedavú elektrickú trakciu môže pohybovať v rozpätí od 0 do ∞ %, podľa veľkosti a fázových uhlov nesymetrickej záťaže. Následná napätová nesymetria (dôsledok prúdovej) závisí od trojfázového skratového výkonu v mieste pripojenia odberateľa. Približný vzťah pre výpočet napätvej nesymetrie pre jednofázový odber je možný podľa vzťahu:

P_f is the fictitious power.

In general, 3-phase system the overall active and reactive powers are again the sums of respective powers of single harmonics for all three phases.

The ratio between active and apparent powers for non-harmonic quantities is denoted as power factor λ . (contrary to power factor of fundamental harmonic $\cos\varphi_1$)

where $u(t)$ and $i(t)$ are the instantaneous values of distorted voltage and current.

The relationship between $\cos\varphi$ (power factor of fundamental harmonic, subscript “1” is usually omitted) and λ is described by following formula

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos\varphi \cdot g_i \quad (14)$$

where g_i is the distortion factor, defined as the ratio between effective value of current fundamental harmonic to effective value of distorted current.

As the traction current supplied to an AC electric traction vehicle is considerably distorted by current harmonics, the power factor λ is then by 10 - 15 % lower than power factor of fundamental harmonic $\cos\varphi$. A DC electric traction does not cause any specific problem connected with mentioned parameter.

5. Unbalance

Another quality parameter - voltage unbalance is not monitored yet and consumers are not fined for exceeding the limits of coefficient of voltage unbalance. Electricity suppliers should divide an allowable range of 2 % of coefficient of voltage unbalance in the point of common coupling according to the ratio of the load of the given consumer to the maximum load that could be coupled at that point. The percentage reduction of the load determined this way comes into play also when only a single consumer at the point of common coupling is coupled. Generally, it is not easy to separate the influence of the given consumer from the “background of network” during the measurement of unbalance. A number of measurements proved that traction load is not the only load causing voltage unbalance.

According to the standard STN EN 50160 a negative sequence component of the voltage should be within the range of 0 - 2 % of the positive sequence component of the voltage at normal operation. This must be satisfied for at least 95 % of medium values of effective values of voltages, calculated for 10-minute periods. According to the magnitudes and phase angles of asymmetrical load, coefficient of current unbalance for electric traction load can theoretically reach the values of 0 to ∞ %. Follow up voltage unbalance (as a consequence of current unbalance) depends on the 3-

$$\rho_u = \frac{S_{AB}}{S''_{k3}} \cdot 100 \quad (15)$$

kde S_{AB} je zdanlivý výkon odoberaný jednofázovým spotrebičom pri menovitom napätí, S''_{k3} je súmerný trojfázový skratový výkon siete v mieste pripojenia jednofázového odberu.

Tento vzťah umožňuje pomerne jednoducho odhadnúť veľkosť napätovej nesymetrie, pretože veľkosti skratových výkonov v dôležitých bodoch elektrizačnej sústavy má prevádzkovateľ k dispozícii a pri zmenách konfigurácie siete ich priebežne aktualizuje. Výpočet skratových výkonov v mieste pripojenia je potom možný, ak poznáme parametre jednotlivých prvkov sústavy.

Ďalší známy vzťah umožňuje výpočet súčiniteľa napätovej nesymetrie iba na základe znalosti veľkosti združených napätí

$$\rho_u = \sqrt{\frac{U_{AB}^2 + U_{BC}^2 + U_{CA}^2 - \sqrt{3} \cdot (U_{AB}^2 + U_{BC}^2 + U_{CA}^2 - 6 \cdot (U_{AB}^4 + U_{BC}^4 + U_{CA}^4))}{U_{AB}^2 + U_{BC}^2 + U_{CA}^2 + \sqrt{3} \cdot (U_{AB}^2 + U_{BC}^2 + U_{CA}^2 - 6 \cdot (U_{AB}^4 + U_{BC}^4 + U_{CA}^4))}} \cdot 100 (\%) \quad (16)$$

Tento vzťah je možné s úspechom použiť najmä pri meraní nesymetrie, pretože nepotrebujeme poznať polohu fázorov v Gaussovej rovine. Platí obdobne aj pre sústavu prúdov, pričom sa aplikuje na prúdy vo fázach vedenia.

Z pohľadu hodnotenia nesymetrie spôsobenej elektrickou trakciou je možné tvrdiť, že jednosmerná elektrická trakcia nie je pôvodcom nesymetrie v trojfázovom napájanom vedení, pretože obyčajne v trakčnej meniarni je symetrický trojfázový menič s dvanásť impulzovým usmernením. Striedavá elektrická trakcia v niektorých prípadoch, hlavne pri väčšom trakčnom odbere, môže spôsobiť napätovú nesymetriu väčšiu ako je dovolená hodnota 2 % stanovená normou STN 50160 [5].

6. Flicker efekt - blikanie

Ďalšou požiadavkou, ktorá je spoločná pre obe trakčné prúdové sústavy, je tlak dodávateľa elektrickej energie na zrovnomenenie odoberaného výkonu teoreticky na konštantnú hodnotu z dôvodu odstránenia javu zvaného flicker efekt - blikanie. Ide o odstránenie nepríjemného vnemu kolísania intenzity osvetlenia spôsobeného blikaním žiaroviek v dôsledku rýchlych zmien napájacieho napätia, ktoré je v tomto prípade spôsobené práve veľkým premenlivým odberom, ktorý je charakteristický pre elektrickú trakciu.

Na základe výsledkov merania však nebol zistený stav, pri ktorom by boli prekročené stanovené číselné hodnoty pre blikanie dané normou. Je skutočnosťou, že počas celej doby prevádzky obidvoch trakčných prúdových sústav nebol pozorovaný ani v trakčných napájaných stanicích negatívny vnem blikania svetla žiaroviek a práve tu by mal byť tento jav najviac pozorovateľný. Mohol by nastať v mieste nie dostatočne „tvrdé“ siete dodávateľa a jednoznačným technickým riešením pre odstránenie tohoto

phase short circuit power in the point where consumer is coupled. An approximate formula for coefficient of voltage unbalance calculation for single-phase load is as follows

$$\rho_u = \frac{S_{AB}}{S''_{k3}} \cdot 100 \quad (15)$$

where S_{AB} is the apparent power of single-phase load at nominal voltage,

S''_{k3} is the symmetrical 3-phase short circuit apparent power of the network in the point, where the single-phase load is coupled.

The mentioned equation helps to easily estimate the values of voltage unbalance as the values of short circuit powers in important points of the network are well known and network operators actualize these values regularly. Calculations of short circuit powers in the points of common coupling are then possible if the parameters of elements of network are known.

Another well-known formula allows calculation of coefficient of voltage unbalance using only line-to-line voltages

This equation is frequently used mainly for voltage unbalance measurement as the position of phasors in Gauss plane need not to be identified. It is also valid for currents when applied to the phase currents of the line.

From the point of view of the voltage unbalance caused by electric traction, the DC electric traction does not create unbalance in the HV network, as the traction rectifier substation usually comprises symmetrical 3-phase 12-pulse converter. An AC electric traction can cause voltage unbalance of more than 2 % allowed by standard STN 50160 [5], mostly during the periods of heavy traction load.

6. Flicker

Further, a requirement common for both traction current systems is the variability of power taken off the network. Electricity suppliers force ŽSR to have as steady load currents as it is possible to cut down the phenomena called flicker. The reason for it is the elimination of the uncomfortableness caused by illumination intensity fluctuations as a result of rapid feeding voltage changes. These changes are here in pursuance of the big variable traction loads, which are specific for electric railways.

During various measurements carried out, the states were not detected when compatible numerical levels valid for flicker given by standard are exceeded. As a matter of fact, the displeasing perceptions of electric bulbs light fluctuations were not observed even in traction substations (where should mostly be expected) during the whole period of electric railways of both current systems operation. Described phenomenon could occur in the point of relatively "soft" supply HV network. In that case, increas-

vplyvu spôsobeného trakčným odberom by bolo zvýšenie skratového výkonu v spoločnom napájacom bode tejto siete.

7. Netrakčný odber ŽSR

Problematika netrakčných odberov sa dnes ešte nejaví taká závažná z hľadiska elektromagnetickej kompatibility ako je odber pre elektrickú trakciu. Nie sú tu v súčasnej dobe problémy s harmonickými vzhľadom na charakter a množstvo spotrebičov. Problém môže nastať pri používaní výbojkového osvetlenia alebo spotrebičov s usmerňovačmi a spínanými zdrojmi (napr. úsporné žiarivky). Induktívny účinník je pri netrakčných odberoch udržiavaný v povolených medziach bez problémov kompenzovaním jednotlivých spotrebičov alebo kompenzačnými rozvádzačmi pri väčších odberoch.

Problémom však začína byť nevyžiadaná dodávka elektrickej energie s kapacitným účinníkom, ktorá zatiaľ nemá, ale mala by mať v cenníku elektrickej energie samostatnú sadzbu vo forme cenovej prírážky k základnej cene energie, a to za každú kvar.h. V čase rekonštrukcie napájacej siete v železničných staniciach a uzloch boli v minulosti nové káblové rozvody dimenzované s veľkou rezervou. A práve prevádzka takto dimenzovaných, menej zaťažených a nekompenzovaných káblových sietí spôsobuje dnes problémy. Z týchto dôvodov sú ŽSR následne nútené kompenzovať káblové rozvody v železničných staniciach a uzloch.

8. Príklady nameraných hodnôt

Na potvrdenie niektorých z predchádzajúcich konštatovaní sú ďalej uvedené výsledky merania v trakčnej transformovni ŽSR Nové Zámky. Merania prúdov a napätí sa vykonali pomocou analyzátora TOPAS 1000 prepojeného s počítačom. Pri meraní bol analyzátor pripojený cez prístrojové transformátory prúdu a napätia na výstupe transformátorov 110/27 kV T1 a T11. Meranie prebiehalo v novembri roku 2000 počas troch dní. V čase merania bolo potrebné pre poruchu na 110 kV priechodke transformátora 110/27 kV vypnúť rozvodňu 110 kV na 5,5 hodín.

Jednopolová schéma zapojenia trakčnej transformovne je uvedená na obr. 6, kde sú zároveň vyznačené miesta, v ktorých boli vykonané merania. Na ďalších obrázkoch sú časové priebehy meraných veličín: zdanlivý výkon odobratý transformátormi T1 a T11 (obr. 7), účinník základnej harmonickej v oboch meracích miestach (obr. 8), faktor výkonu v oboch meracích miestach (obr. 9), THD v oboch meracích miestach pre napätie

ing the short circuit power at the point of common coupling in distributing network could eliminate flicker.

7. Non-tractive consumption of ŽSR

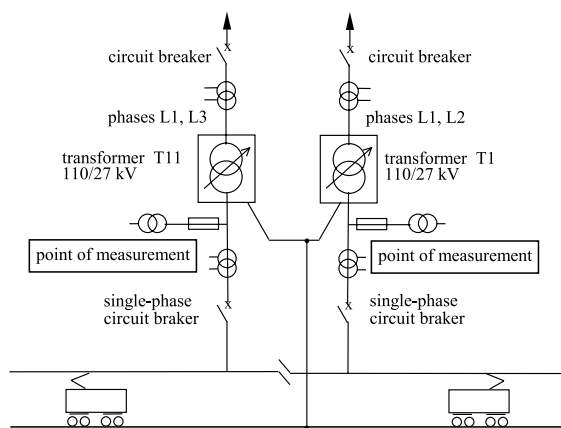
From the point of view of EMC the problems of non-tractive consumption does not seem to be as important today as tractive consumption. Regarding the amount and character of existing appliances, the occurrence of harmonics is negligible. In the future some troubles can be expected in connection with massive usage of discharge lamps or appliance with rectifiers and switched sources (e.g. compact fluorescent lamps). The power factor (inductive) for non-tractive consumption is kept by compensating for single appliances or by using compensating switchboards for bigger groups of appliances without problem.

The problem, which will have to be handled, appears to be a disagreed take off of electricity with capacitive power factor. Such an item is not yet included in the electricity price list, but it should be as a separate entry in the form of supplementary charge to the basic charge of electricity - for each kvar.h. Electricity distribution cables in railway stations and in railway junctions, which were re-constructed, are designed with considerable redundancy. Operation of such over-equipped, little-loaded and non-compensated cable networks is the source of problems today. Hence ŽSR is forced to compensate cable networks in railway stations and in railway junctions.

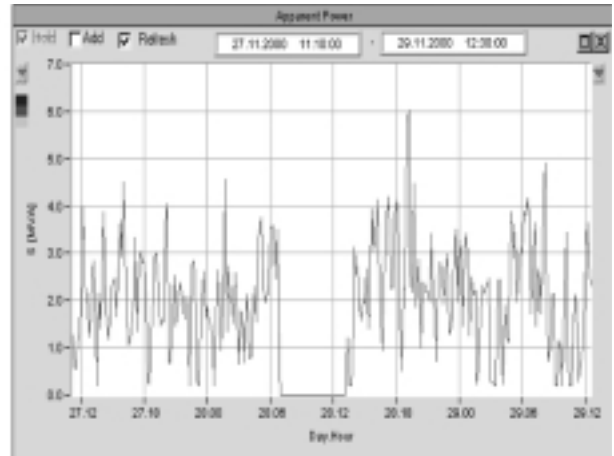
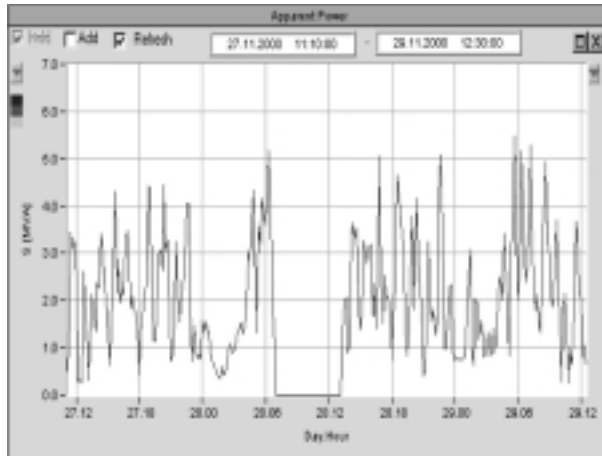
8. Examples of measured values

To confirm some of above-mentioned propositions this section presents results of measurements carried out in the traction transformer substation ŽSR Nové Zámky. Voltage and current measurement were executed using analyzer TOPAS 1000 connected to a personal computer. The analyzer was during measurement connected via instrument voltage and current transformers to the secondary of transformers 110/27 kV T1 and T11. Measurements lasted three days in November 2000. During that time 110 kV switchgear was disconnected for 5.5 hours. The reason was the failure of 110 kV bushing of a 110/27 kV transformer.

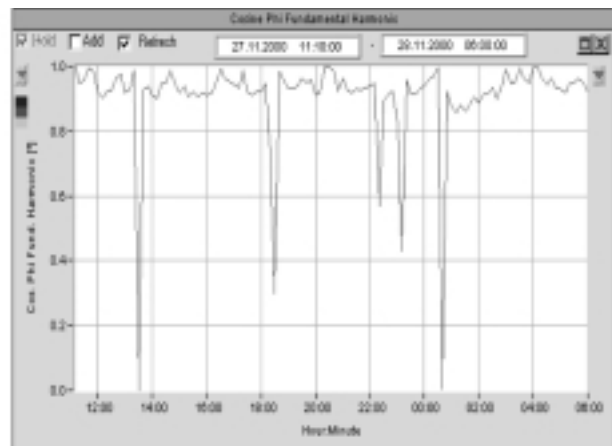
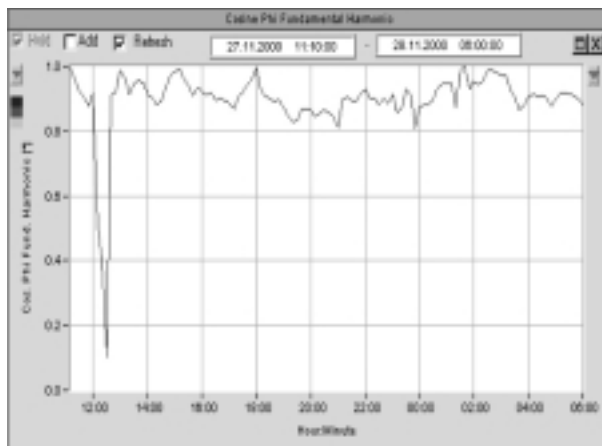
A single-pole diagram of traction substation is in Fig. 6, where the points of measurement are marked out. The following figures show the time variability of measured quantities: apparent power of transformers T1 and T11 (Fig. 7), power factor of fundamental harmonic in both points of measurement (Fig. 8), power factor in both points of measurement (Fig. 9), voltage and current THD in both points of measurement (Fig.



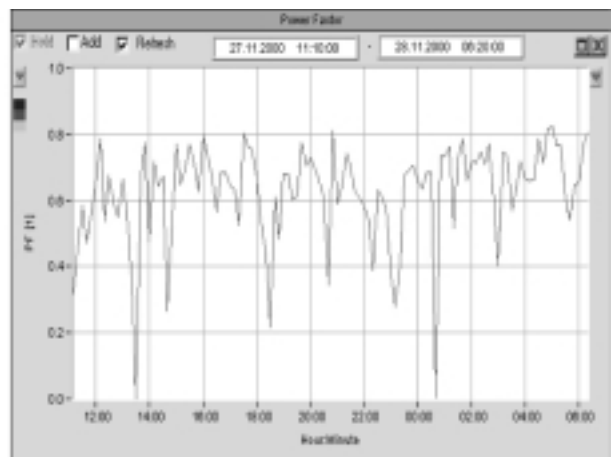
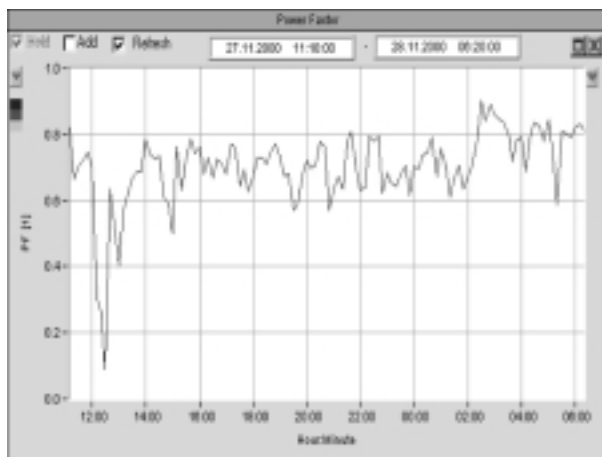
Obr. 6. Jednopolová schéma trakčnej transformovne Nové Zámky
Fig. 6. Single-pole diagram of traction substation Nové Zámky



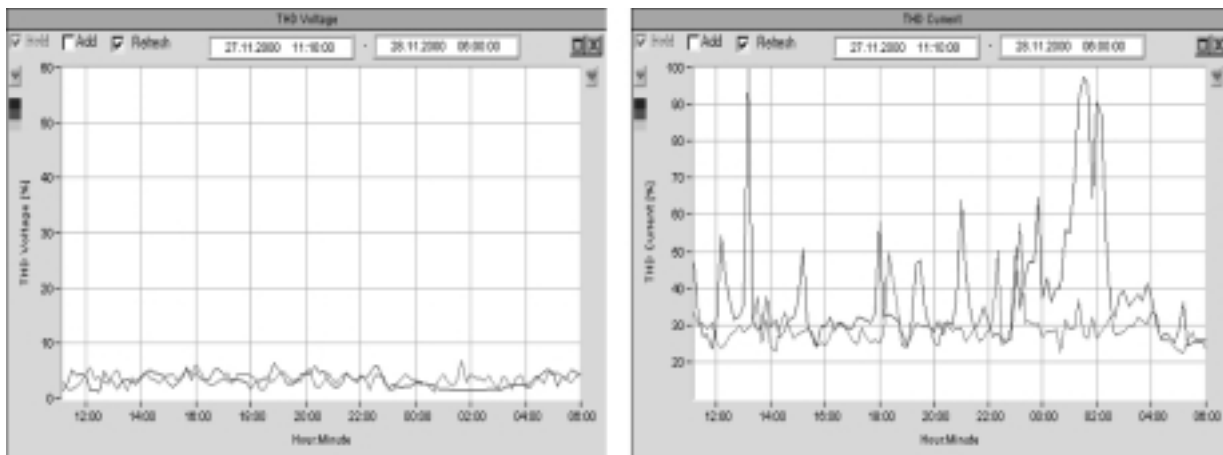
Obr. 7. Priebek zdanlivého výkonu odoberaného transformátormi T1 a T11
Fig. 7. Apparent power of transformers T1 and T11 vs time



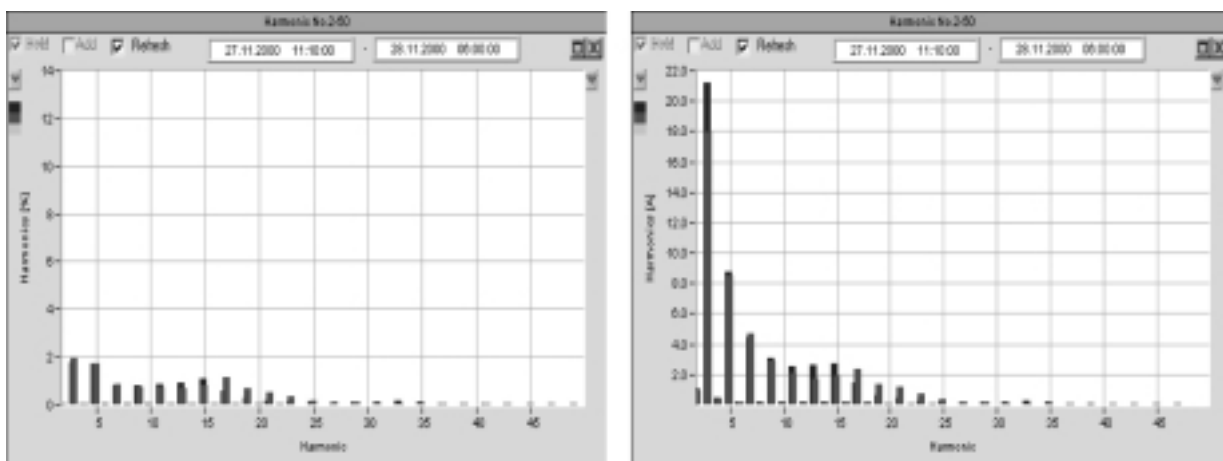
Obr. 8. Priebek účinníka základnej harmonickej v oboch meracích miestach
Fig. 8. Power factor of fundamental harmonic in both points of measurement vs time



Obr. 9. Priebek faktoru výkonu v oboch meracích miestach
Fig. 9. Power factor in both points of measurement vs time



Obr. 10. Priebehy THD v oboch meracích miestach pre napätie a prúd
Fig. 10. Voltage and current THD in both points of measurement vs time



Obr. 11. Harmonické napätia a prúdu v oboch meracích miestach
Fig. 11. Voltage and current harmonics in both points of measurement vs time

a prúd (obr. 10). Na obr. 11 sú výsledky harmonickej analýzy napätia a prúdu v oboch meracích miestach.

Harmonické prúdy na obr. 11 sú zobrazené v ampéroch a harmonické napätia v súlade s normou [4] v percentách zo základnej harmonickej napätia. Obsah harmonickej zložiek charakterizuje činiteľ celkového harmonickej skreslenia THD, uvedený na obr. 10. Udáva mieru skreslenia časového priebehu príslušnej neharmonickovej veličiny.

$$THD_U = \sqrt{\sum_{n=2}^{40} u_n^2} \cdot 100 (\%), \quad \text{kde} \quad u_n = \frac{U_n}{U_1} \quad (17)$$

Analogický vzťah platí aj pre THDI.

Výsledky merania potvrdili teoretický predpoklad, že menič napájajúci trakčné motory je zdrojom harmonickej zložiek prúdu všetkých nepárnych rádov, ktorých veľkosť je približne nepriamo úmerná rádu harmonickej. Harmonické prúdy sa prenášajú trakčným vedením a sú pretransformované do nadradenej sústavy cez

10). The results of harmonic analysis of voltage and current in both points of measurement are in Fig. 11.

Current harmonics in Fig. 11 are in amperes and voltage harmonic in per-cent values of fundamental voltage harmonic according to the standard [4]. Content of harmonic components describes total harmonic distortion factor (THD) (Fig. 10). It informs about the rate of distortion of waveshape of given non-harmonic quantity.

$$THD_U = \sqrt{\sum_{n=2}^{40} u_n^2} \cdot 100 (\%), \quad \text{where} \quad u_n = \frac{U_n}{U_1} \quad (17)$$

A similar formula is also valid for THDI.

Measurement results verified theoretical assumption that a converter for traction motors feeding is the source of current harmonics of all odd orders, whose magnitudes are approximately proportional to the inverse values of harmonic order. Current harmonics are propagating along a traction overhead line and are

trakčný transformátor. V dôsledku prenosu prúdových harmonických po impedanciách napájacej sústavy dochádza k vzniku zodpovedajúcich napätových harmonických. Zvýšenie 15. a 17. napätovej harmonickej je dôsledkom paralelnej rezonancie spôsobenej R, L a C prvkami napájacej sústavy.

Kompatibilné úrovne koeficienta celkového harmonického skreslenia THD_I pre prúd norma neudáva. Kompatibilná úroveň THD_U pre napätie vo vn sieti je 8 %. Hodnoty THD_U na obr. 10 sa pohybujú v rozpätí 2 až 7 %. V sústave 110 kV je hodnota THD_U ešte nižšia, pretože skratový výkon sústavy je dostatočne veľký. V SR platí v súčasnosti norma STN EN 50160 [5], ktorá udáva medzné hodnoty harmonických napätia pre siete nn a vn. Ohraničenie prúdových harmonických zložiek pre napätové hladiny va a vvn zatiaľ nie je obsahom žiadnej normy, ani medzinárodnej.

9. Závěry, perspektívy

Striedavá elektrická trakcia výrazne zhoršuje kvalitu dodávanej elektrickej energie a preto sa stáva stredobodom záujmu energetiky. V snahe zabrániť penalizácii už boli prijaté niektoré riešenia. Prvá filtračno-kompenzačná stanica (FKS) v trakčnej transformovni Bratislava - Vinohrady plní svoju úlohu a kompenzuje účinník striedavej trakcie na neutrálny, t. j. na hodnotu 0,95 a filtruje 3. a 5. harmonickú prúdu s požadovanou účinnosťou. Ušetrí ŽSR 0,5 mil. Sk mesačne. Návratnosť FKS je cca 2,5 roka.

Ďalšie kvalitatívne parametre elektrickej energie ako faktor výkonu, nesymetria 3-fázovej sústavy a flicker efekt, ktorých zhoršenie spôsobuje striedavá elektrická trakcia, sú zatiaľ len sledované a nie penalizované, a preto neboli prijaté konkrétne riešenia pre ich odstránenie.

Univerzálnejším zariadením pre odstránenie vymenovaných nepriaznivých vplyvov sú výkonové aktívne filtre. Sú to statické polovodičové zariadenia - meniče, ktoré aktívnym spínaním na základe kontinuálneho merania priebehu prúdu odoberaného záťažou a napätia v priebehu jednej periódy vygenerujú kompenzačný prúd, čím vlastne odfiltrujú vyššie harmonické a aj fázový posun základnej harmonickej prúdu záťaže. Ich najväčšou výhodou je, že môžu vylepšiť prúd, napätie, alebo oboje súčasne.

Aktívne filtre môžu pracovať v obvodoch jednosmerného i striedavého prúdu. Podľa systémovej konfigurácie môžu byť aktívne filtre paralelné a sériové. Môžu sa spájať s pasívnymi filterami, čím vznikajú zmiešané (hybridné) filtre. Základnou úlohou hybridných typov filtrov je znížiť počiatočné výdavky a zvýšiť efektívnosť. Paralelný pasívny filter sa skladá z jedného alebo viacerých laditeľných LC filtrov alebo širokopásmového filtra.

Ako výkonové obvody sú používané napätové ŠIM - striedače s IGBT modulmi. Ich výkonový rozsah je 50 až 500 kV.A. Taktiež boli, aj sú používané, GTO tyristory pre kompenzáciu výkonov 5 až 50 MV.A.

transformed to UHV network via traction transformer. As a result of current harmonics propagation, voltage harmonics of corresponding orders are originated at the electric network impedances. Increased magnitudes of voltage harmonics of the 15th and 17th orders are caused by parallel resonance due to R, L and C elements of supply system.

Compatible levels of THD_I factor are not stated in standards for current. Compatible level of THD_U factor is 8 % for voltages in HV networks. Values of THD_U in Fig. 10 are within the range of 2 - 7 %. The actual values of THD_U in UHV networks are even lower, as the short circuit power of the system is big enough. STN EN 50160 [5] is the valid standard, which assigns the limits for voltage harmonics in LV and HV networks. Current harmonics' limits for HV and UHV levels are not yet stated in any existing Slovak or international standard.

9. Conclusions and future outlook

An AC electric traction substantially deteriorates the quality of supplied electricity and becomes a crucial point of power distributing companies. Operators of electric railways have already introduced some measures to keep themselves clear of possible financial penalties. The first in Slovakia filtering and compensating substation (FCS) is in operation in a traction substation in Bratislava - Vinohrady. It compensates power factor of AC electric traction to the value of 0.95 and filters the 3rd and 5th current harmonics with required efficiency. It saves 0.5 mil monthly. SKK for ŽSR and its return of investments is approximately 2.5 years.

Other electricity quality parameters, whose deterioration is caused by electric traction as power factor, voltage unbalance of 3-phase system and flicker, are now only monitored but not fined by penalties. The appropriate measures for their limitation were not yet adopted.

The power active filter (PAF) is a more versatile facility for the mentioned unfavourable impact elimination. PAFs are the semiconductor devices - inverters that generate compensating current during the time of one period to filter current harmonic components and compensate power factor of fundamental harmonic of load by active switching. Compensating current generation is based on the continuous measurement of instantaneous values of load current and voltage. Their considerable advantage is the possibility to improve current, voltage or both.

PAFs can be used both in DC and AC circuits. According to their configuration the PAFs are either parallel or serial. PAFs can also be connected with passive filters to create hybrid filters. The primary role of hybrid filters is to decrease the initial expenditures and increase effectiveness. A parallel passive filter can be made out of one or more adjustable LC filters, or a broadband filter can be used.

Voltage PWM inverters with IGBT modules are used for power circuits of PAFs. The power range of these PAFs is 50 - 500 kV.A. Also GTO thyristors are used for PAFs dedicated for compensating power 5 - 50 MV.A.

Princíp činnosti meniča jednofázového výkonového aktívneho filtra v ustálenom stave ako aj možnosti realizácie dynamického výkonového aktívneho filtra boli bližšie popísané v [3].

Principles of an inverter in single-phase PAF in a steady state as well as possible implementation of dynamic power active filter were described in [3] in more detail.

Literatúra - References

- [1] OTČENÁŠOVÁ, A., TABAČEK, R.: *Methodology of Calculation of Current Harmonics in Traction Overhead Lines Propagation*, Works and Studies of VŠDS Žilina, Electro Series, Vol. 20, Žilina 1996, pp. 115-124
- [2] ALTUS, J., NOVÁK, M., OTČENÁŠOVÁ, A., POKORNÝ, M.: *Analysis of AC Traction Influence upon the Electric Network*, Proceedings of MET '99 - 4th International Conference "Drives and Supply Systems for Modern Electric Traction ...", Warsaw 1999, pp. 30-35
- [3] DOBRUCKÝ, B., OTČENÁŠOVÁ, A., POKORNÝ, M., TABAČEK, R.: *The New Possibilities of Dynamic Compensation and Regeneration of Energy in Electric Traction*, Communications - Scientific Letters of the University of Žilina, No. 1/99, pp 5-12
- [4] IEC 1000-2-4 *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2: Environment - Section 4: Compatibility levels in industrial plants for low-frequency conducted disturbances*, 1994
- [5] STN EN 50160 *Voltage Characteristics of Electricity Supplied by Public Distribution Systems*, 1998
- [6] AKAGI, H.: *New Trends in Active Filters*, Proceeding of EPE '95 Conference, Sevilla 1995, pp. 0.017-0.026
- [7] RÁČEK, V., DOBRUCKÝ, B., VITTEK, J., POKORNÝ, M.: *Time Sub-Optimal Analysis and Control of Fast Three-Phase Active Filter Acting in One Sixth of Period*, Proceedings of APEC '98, Anaheim 1998, pp. 979-985
- [8] SMOLA, A.: *Compact Fluorescent Lamps*, EE - A Technical Journal for Electrical and Power Engineering, No. 3/1995, pp. 30-34

VYUŽITIE LINEÁRNYCH MOTOROV PRI VOZIDLÁCH S MAGNETICKOU LEVITÁCIOU A PRI ŽELEZNIČNÝCH VOZIDLÁCH

LINEAR MOTORS UTILIZATION FOR BOTH MAGLEV AND RAILWAY VEHICLES

Trakčné systémy s lineárnymi strojami sa skúmajú dlhý čas. Existovali a existujú niektoré aplikácie so synchronným lineárnym strojom s dlhým satorom, napr. demonštračná linka maglevu v Berlíne MAGNETBAHN vybudovaná v roku 1983, vysokorychlostná trať TRANSRAPID, na ktorej sa skúšalo vozidlo TR06 od roku 1984, či skúšobná trať YAMANASHI postavená v roku 1990 v Japonsku. Technika lineárneho motora sa nemusí využívať len na pohon nových lineárnych vlakov. Ak uvážime adhézne problémy konvenčných rušňov pri vlhkom počasi, je tiež možné využiť priťažlivú silu lineárnych strojov na zvýšenie ťažnej sily rušňa podmienenej adhéziou medzi kolesom a kolajnicou.

Traction Systems with Linear Machines have been under investigation for a long time. There were and are several applications with synchronous long stator linear machines, e.g. the maglev demonstration line in Berlin MAGNETBAHN (built in 1983), the high speed maglev line TRANSRAPID where the TR06 has been tested since 1984 or the YAMANASHI Test Line in Japan, built in 1990. The linear - motor technology cannot only be used for propulsion of new linear trains. When thinking of adhesion problems of conventional locomotives under wet weather conditions, it is also possible to use the magnetic attraction force produced by linear machines to increase the adhesion - based tractive effort between wheel and rail.

1. Introduction

Conventional modern electric railway drive systems consist of inverter-fed rotating AC machines (mainly induction machines, apart from special solutions such as TGV, 1st generation, with electrically excited synchronous motors). Via gear, flexible suspension such as cardan hollow shaft and the wheel-rail contact, tractive effort is generated. As an alternative, inverter-fed linear electric motors are much more simple. Gearing and mechanical transmission parts can be omitted. In the case of magnetic levitation even wheel and rail is no longer needed. Thus, linear drives have long been of common interest. The linear three-phase AC winding is either installed as a "long - stator" on the track with the secondary, e.g. DC - excited poles within the transportation vehicle, yielding a long stator linear synchronous machine. If the secondary, e.g. a linear cage, is mounted on the track, with a short linear three-phase AC - winding fixed to the vehicle, one gets a so-called "short - stator" linear induction machine. Both short and long stator version of synchronous and asynchronous linear machines have been utilized in the past but proved to be rather expensive solutions when compared with the conventional drive train. Therefore, their technical use is commonly restricted to those applications, where due to magnetic levitation ("Maglev") no wheels are used. In addition, recently small linear machines as additional thrust ("Boosters") are discussed, which should yield additional tractive effort. This additional thrust is needed, when under wet weather conditions the adhesion force between wheel and rail is reduced.

Basic principle of the AC linear machine is the electromagnetic traveling wave in the air gap δ between primary (carrying the AC winding) and the secondary (cage, reactive part, DC pole or permanent magnet arrangement). The speed v_{syn} of the traveling wave is exactly the speed of the train in the case of a synchronous motor, or nearly the speed of the train - due to slip s - in the case of linear induction motors. The inverter generates a three-phase voltage system with variable frequency f , feeding the linear AC winding, thus generating the traveling magnetic field in the air gap. For example, with the synchronous linear motor data of the German TRANSRAPID 06 high-speed maglev train (data see Table 3), a maximum speed of

$$\begin{aligned} v_{syn,max} &= 2 \cdot f_{max} \cdot \tau_p = 2 \cdot 215 \text{ Hz} \cdot 0.258 \text{ m} = \\ &= 111 \text{ m/s} = 400 \text{ km/h} \end{aligned} \quad (1)$$

is achieved (τ_p : pole pitch). In comparison, a linear booster motor, designed for accelerating assistance in the low-speed range (data see Table 6) operates up to

$$\begin{aligned} v_{syn,max} &= 2 \cdot f_{max} \cdot \tau_p = 2 \cdot 74 \text{ Hz} \cdot 0.16 \text{ m} = \\ &= 23.7 \text{ m/s} = 85 \text{ km/h.} \end{aligned} \quad (2)$$

Its dimensions are much smaller than those of the linear drive solution of a TRANSRAPID or YAMANASHI (Japanese maglev,

* A. Binder, Th. Werle

Department of Electrical Energy Conversion, Darmstadt University of Technology, Landgraf-Georg-Str. 4, 64283 Darmstadt, Germany.
Tel.: +49-6151-162767, E-mail: abinder@ew.tu-darmstadt.de, Tel.: +49-6151-165598, E-mail: twerle@ew.tu-darmstadt.de

Table 4) concept, as the booster force should be only about 20 % – 30 % of the nominal tractive effort. Two effects generate additional tractive effort due to booster motors:

- tangential linear thrust force F_t of the linear booster,
- increased wheel - rail adhesion force ΔF_z due to attractive force F_n of the linear booster.

For example, the nominal vertical force per wheel of German heavy-duty loco class 152 is about 107.5 kN. With an adhesion coefficient $f_x = 0.35$ (dry rails) a maximum tractive effort (2 bogies, 4 wheelsets) of

$$F_z = 2 \cdot 4 \cdot 0.35 \cdot 107.5 \text{ kN} = 300 \text{ kN} \quad (3)$$

is possible, which may decrease under wet weather conditions down to $f_x = 0.25$.

$$F_z = 2 \cdot 4 \cdot 0.25 \cdot 107.5 \text{ kN} = 215 \text{ kN} \quad (4)$$

If two boosters per bogie with an attractive force per booster of 30 kN are mounted, an additional tractive effort of

$$\Delta F_z = 4 \cdot 0.25 \cdot 30 \text{ kN} = 30 \text{ kN} \hat{=} 14 \% \text{ of } 215 \text{ kN} \quad (5)$$

is possible. With an additional thrust $F_t = 35 \text{ kN}$ a total tractive effort of

$$F_z = 215 \text{ kN} + 30 \text{ kN} + 10 \text{ kN} = 255 \text{ kN} \quad (6)$$

is achieved. In the following applications of linear motors for electric traction are briefly reviewed and summarized. Technical data are given and actual limits of booster machines are discussed.

Magnetic Transportation systems thus can be divided in low speed, high speed, and booster applications. For low-speed applications one can mention e.g. Maglev line MAGNETBAHN Berlin, the Maglev line Qingcheng - Mountain - Dujiang - Barrage in China, the Maglev Line at Birmingham airport or the HSST in Japan. High-speed applications are e.g. the TRANSRAPID high speed train in Germany and the YAMANASHI test - line near Tokyo in Japan. Booster applications are currently under investigation at several universities and research labs of electrical vehicle manufacturers.

2. Linear motors for low speed applications

Pseudo-Maglev line MAGNETBAHN Berlin

As a local transportation system the synchronous long stator maglev line Berlin started operation in 1989. It was a so called "people - mover". The excitation of this permanent magnet synchronous long stator arrangement was done by permanent magnets within the vehicle. The length of the track was about 1.6 km. Small passenger wagons (Fig. 1) controlled by a fully automatic train control system were operated as a shuttle between the railway stations "Kemperplatz" and "Gleisdreieck" in Western - Berlin. The permanent magnets were also used for electromagnetic levitation

of the cars. Uncontrolled electromagnetic levitation is unstable, so a rather complicated design of additional wheels between car and track was necessary to provide a constant clearance between magnets and track. Thus, the vehicles were running on wheels with reduced wheel-set load due to the levitation force.



Fig. 1. Maglev-vehicle MAGNETBAHN Berlin [1]

In 1991 the line gained license for passenger carriage. A part of the track of MAGNETBAHN was placed on a part of the underground-line U2, which was out of order since the Berlin wall divided Berlin into East and West Berlin. After the destruction of the wall in 1989 there was the decision to rebuild the underground-line U2. So the MAGNETBAHN had to be dismantled. Nowadays one of the MAGNETBAHN wagons can be seen at the museum of transportation in Nuernberg, Germany.

Technical data of MAGNETBAHN [2]

Table 1

Mass per wagon	9.5 t	Length of wagon	11.76 m
Passengers per wagon	80	Width of wagon	2.31 m
Wagons per train	1-4	Height of wagon	2.3 m

Maglev line Qingcheng - Dujiang in China

The people mover in China will start operation in 2001. It will be a 3-wagon application carrying a maximum of 80 passengers. The length of the track is about 10 km connecting Qingcheng and Dujiang. It is a synchronous long stator motor application using conventional excitation coils. Magnetic levitation with controlled magnets is applied.

Technical data of Chinese people - mover Qingcheng

Table 2

Mass per wagon	10 t	Length of wagon	11.2 m
Passengers per wagon	80	Controlled air gap	8 mm
Wagons per train	3	Maximum velocity	80 km/h

Birmingham Maglev line

From 1984 until 1995 a shuttle was in operation along a 700 m distance between the Birmingham airport and the Birmingham railway station. It was an asynchronous short stator motor application with controlled magnets for levitation. Refurbishment was

too expensive so the company shut down the service when investments were necessary in 1995 to refurbish the electrical equipment. Now there are intentions to replace this line by a cable car shuttle. Meanwhile bus transfer operates transportation between railway station and airport.

3. Linear motors for high speed applications

TRANSRAPID

In comparison to MAGNETBAHN the TRANSRAPID is a high-speed transport system. The TRANSRAPID vehicles are levitated and guided by controlled electromagnets. The TRANSRAPID is propelled by a synchronous linear long stator motor mounted on the underside of the guide way. When levitation magnets are energized, the vehicle is lifted towards the guide way. The air gap then is about 10 - 15 mm. To maximize energy efficiency, the long stator motor is divided into sections, which are automatically energized as the train approaches and are deactivated after the train leaves the considered section of the track. The stator coils with one coil per pole and phase ($q = 1$) are distributed in two rows beneath the guide way resulting in two linear motors, operating parallel to each other. Inside the vehicle there are levitation magnets supplied with power from on-board batteries. Linear generators charge the batteries when the vehicle is moving at a speed higher than 120 km/h. At the EMSLAND Test Line in Northern Germany several generations of TRANSRAPID vehi-



Fig. 2. TRANSRAPID 06 at EMSLAND Test Track in Northern Germany [3]



Fig. 3. TRANSRAPID 07 at the EMSLAND Test Track [5]

cles were tested, e.g. the TRANSRAPID 06 (Fig. 2, Table 3), which established a speed record of 412 km/h in 1988 [4]. Afterwards it was replaced by a new version TRANSRAPID 07, which can travel with a velocity of about 500 km/h (Fig. 3).

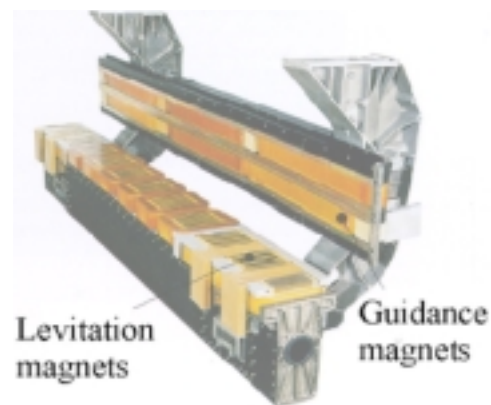


Fig. 4. Magnets of vehicle TRANSRAPID. The levitation magnets are also used as secondary of the long stator linear synchronous motor

Data of the TRANSRAPID vehicle T06 II

Table 3

Length of two sections	54 m	Weight (empty vehicle, two sections)	120 t
Width	3.7 m	Controlled air gap	10 - 15 mm
Height	4.2 m	Power on board	450 kW
Max. speed	400 km/h	Maximum thrust	85 kN
Motor current	1200 A	Motor voltage	4250 V
Frequency	0 ... 215 Hz	Efficiency (at 400km/h)	0.93
Pole pitch	258 mm	Power factor (at 400km/h)	0.84

On January 23, 2001 a contract was signed between Germany and China to erect a TRANSRAPID line in China. The application concerns a 30 km shuttle connection between Pudong Shanghai

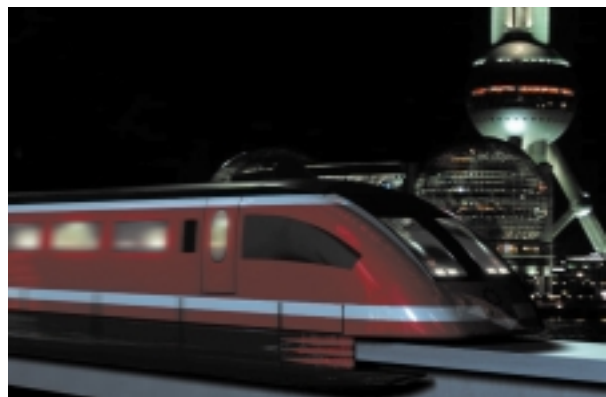


Fig. 5. TRANSRAPID in Shanghai (paste-up) [5]

International Airport and the Shanghai financial district Lujiazui (Fig. 5). The first operation is planned with a maximum speed of 430 km/h for the beginning of 2003.

YAMANASHI Test Line in Japan

The YAMANASHI Test Line of 43 km (Fig. 6) between Sakaigawa and Akiyama near Tokyo is the Japanese MAGLEV high-speed project. The vehicles are levitated electro-dynamically, different to TRANSRAPID. The vehicles are equipped with superconducting magnets cooled with liquid helium at 4.2 K. Along the track two types of copper coils are installed. A three-phase long stator winding (without iron back) is designed for propulsion as synchronous linear motor. The second ones are short-circuited coils for electrodynamic levitation. Due to the electrodynamic levitation principle at low speed ($v < 100$ km/h) the levitation forces are too low, thus the vehicles are running on rubber tires. The levitation and guidance coils are installed within the sidewalls of the guide way. Passing at high speed the superconducting magnets of the vehicle are inducing eddy currents in the short-circuited coils. Due to the forces produced by these currents the train is levitated. In 1999 with vehicle MLX01 (Fig. 7) a maximum cruising speed was achieved at 552 km/h [6, 7].



Fig. 6. YAMANASHI TEST LINE, short open air segment between two tunnels [8]



Fig. 7. Vehicle MLX01, being operated unmanned for testing up to 550 km/h [8]

The feeding system of the YAMANASHI Test Line is a triplex feeding system, so that the power conversion system consists of three inverter units. The propulsion coils of the three-phase long stator winding are installed on both sides of the guide way. There

are sections on both sides of the track overlapping each other. For that two inverters are needed operating at the same time. Due to the superconducting DC magnets high flux densities of several Tesla, and a big levitation and motor air gap of about 15 cm are possible. Human exposure to high DC fields must be avoided due to the magnetic forces acting on iron parts such as keys. Pacemakers are not inflicted by DC magnetic fields. Thus, magneto-static shielding of the passenger cabins is necessary.

Inverter specification (GTO) of Japanese YAMANASHI train system Table 4

Rated output	38 MVA	Voltage	0 - 22 kV
Rated output current	960 A	Rated modulation frequency	500 Hz
Rated output frequency	56.6 Hz	Control method	PWM

4. Booster applications

Several industrial and research institutions are investigating linear motors for electric traction application. At the Institute for Electrical Energy Conversion at Darmstadt University of Technology there are induction motors and magnets under investigation, which should improve the tractive effort between wheel and rail of a standard high-power electrical locomotive (Fig. 8). This can be achieved by using the rails of the track as secondary or by installing an additional reaction plate or linear cage on the track. This idea is completely different from the solutions mentioned above. As there should be no active components in the track the first two versions, which will be presented as asynchronous short stator machines, similar to the Birmingham maglev line. The third one is a DC-actuator.



Fig. 8. Class 152 heavy duty locomotive (86 t, 140 km/h, 6.4 MW), which could be equipped with boosters

ASYNCHRONOUS LINEAR MACHINE (ALIM) using the rails as a secondary

Supported by the German railway company Deutsche Bahn, an investigation on the application of asynchronous linear motors

for railway systems was completed. The main task was to develop a machine with nearly the same major dimensions as the eddy-current brake of ICE 3 [9], but with additional features such as speed - independent attractive force and thrust. The braking capability of the eddy-current brake which is already in operation with the German high-speed train ICE 3 (Fig. 9) should be used as a benchmark for the development of the linear motor.

The new booster should be able to get similar braking forces as the eddy current brake, and furthermore, it should be possible to obtain attracting, braking and accelerating forces independently from each other and from the train speed. To fulfill these requirements, a frequency inverter is needed to control the mode of operation of the asynchronous machine.

The complex geometry of the linear machine and of the rail demands a 3-D numerical calculation. Accompanying 2-D calculations in numerical and analytical way shall give deeper insight into the basic functions of the machine [10,11,15].

Since the ALIM should be mounted on the bogie of existing locomotives, it is necessary to stay within the limits, which are demanded by regulations [12]. The maximum space limits for the ALIM are listed in Table 5.

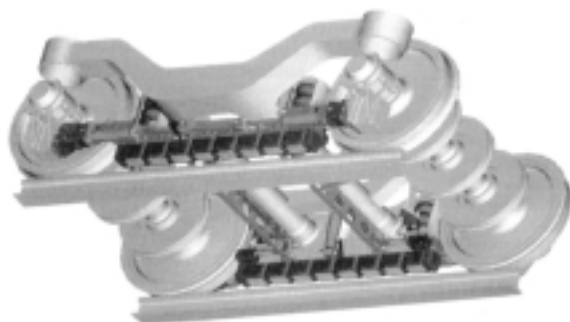


Fig. 9. Eddy-current-brake mounted on ICE 3 bogie [9], showing the available space for the booster

Maximum sizes available for the ALIM Table 5

Length	Width	Height
1413 mm	135 mm	250 mm

In order to realize short winding-overhangs and to avoid crossing of phases, a fractional slot winding with the number of slots per pole and phase $q = 1/2$ was chosen, yielding three coils U, V, W per pole pair (Fig. 10). The mechanical air gap of about $\delta = 6.5$ mm is reduced to about 4 mm under load due to the bending of the structure caused by the magnetic attractive force.

The drawback of the fractional slot winding is the generation of additional MMF space harmonics, which result in a drastic reduction of electromagnetic thrust force. The low conductivity of

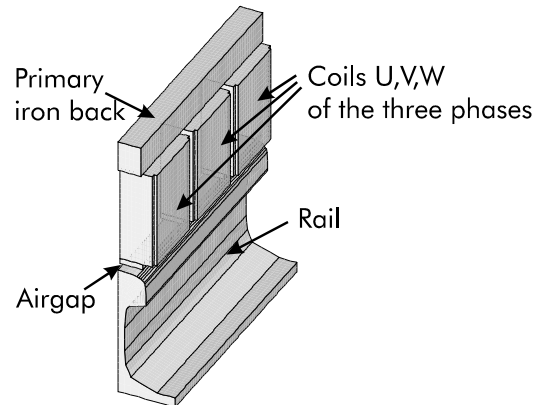


Fig. 10. 3-D numerical model for force calculation of an asynchronous linear booster motor

the rail and the rather large air gap of about 4 mm (in the middle of the rail) yield a big amount of magnetizing current ($\cos\varphi \approx 0.1$) and a rather low thrust force production. Further, the booster operation allows only a small increase of attractive force, e.g. for loco class 152 the vertical force per wheel of 107.5 kN can be increased by about 12.5 kN without generating a braking force. Thus a reduction of adhesion coefficient of only 12 % can be compensated.

ALIM parameters (conventional rail as secondary) Table 6

Number of phases m	3	Overall width	135 mm
Slots per pole and phase q	0.5	Overall length	1390 mm
Frequency f	0 ... 74 Hz	$\cos\varphi$	0.1
Pole pitch τ_p	160 mm	Ampere turns Θ	22 kA
Air gap under load δ	4 mm		

ASYNCHRONOUS LINEAR MACHINE using an extra secondary in the track

By using an extra secondary, e.g. a linear copper cage and iron back, the forces can be increased. The ALIM shall provide additional accelerating and braking forces and an attractive force between wheel and rail. With the asynchronous linear machine it should be possible to substitute an additional second locomotive, which usually is used for banking heavy trains on steep slopes, in combination with the standard locomotive. The primary part with the three-phase winding will be mounted on the bogie between the two wheel-shafts as a short stator motor (two ALIMs per bogie, Fig. 11). The secondary will be a linear cage and iron stack, mounted on the track between the two rails of the track. Using the ALIM only at low velocity below the rated speed, it is possible to feed the driving inverter from the DC link of the locomotive [13].

The ALIM should operate up to a maximum velocity of 85 km/h, using the power reserve of the locomotive's AC/DC converters. The loco investigated is the German heavy-rail loco class 152 for heavy-duty traction [13]. It is a four-axle 6.4 MW locomotive. Its tractive effort at standstill is about $F_z = 300$ kN (Fig. 12).

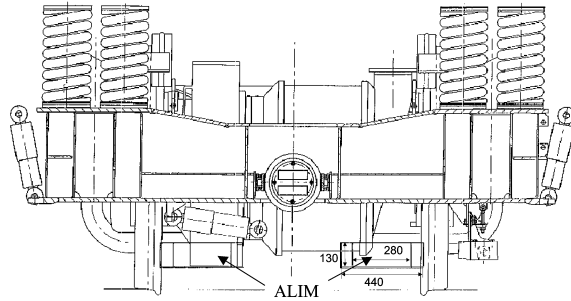


Fig. 11. Bogie of loco class 152 with ALIM front view

Due to the additional thrust and attractive force of the ALIM the tractive effort F_z of the loco increases.

$$F_z = F_t + f_x(v) \cdot F_n \quad (7)$$

The adhesion coefficient $f_x(v)$ is depending on velocity according to measurements of CURTIUS and KNIFFLER, performed during the late 1940's [14].

$$f_x(v) = \frac{7.5}{v [km/h] + 44} + 0.08, f_x(0) = 0.25 \text{ (wet rails)} \quad (8)$$

As already mentioned, the use of the ALIM will be restricted to tracks with steep slopes where the motor could substitute a second locomotive. On these tracks of limited distance it is possible to mount an extra reaction rail (a linear cage) as secondary part of the ALIM on the track.

The advantage of such an arrangement in comparison to the iron rails of the track as secondary is the lower current-force ratio due to the higher conductivity of the copper cage and larger motor surface.

ALIM parameters (linear copper cage as secondary) Table 7

Number of phases m	3	Overall width	440 mm
Slots per pole and phase q	2	Overall length	1390 mm
Frequency f	0 - 74 Hz	$\cos\varphi$	0.5
Pole pitch τ_p	160 mm	Ampere turns Θ	2.4 kA
Air gap under load δ	4 mm		

Of course, the mounting space is larger as it would be when using the rail as secondary. Due to the necessity of the reaction cage in the middle of the track the ALIM booster operation is not possible on normal tracks. It has to be ensured that it is possible for the locomotive with such an ALIM primary to drive on international tracks. For that the ALIM is lifted up by a hydraulic mechanism so that the small air gap distance at working position (4 mm) increases to get the demanded UIC clearance of 80 mm.

DC ACTUATOR

Linear motors with an extra secondary mounted on the track are expensive. Using the rail as a secondary is much cheaper but

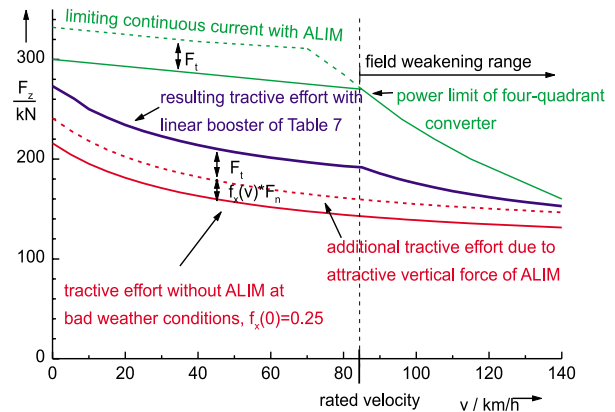


Fig. 12. Tractive effort vs. velocity of loco class 152 with linear booster of Table 7. Adhesion coefficient $f_x(v)$ [14], attractive and tangential forces at the wheel F_n, F_t

the amount of reactive power is large. Further, only the additional attractive force gives the booster effect, as the thrust force is rather small. Therefore, a DC-fed actuator mounted in the bogie of a locomotive is proposed. The actuator has two DC-poles. The poles are symmetrical to the middle of the rail. The secondary again is the conventional rail. For that only one half of the actuator is modeled in Fig. 13. The excitation winding is placed in the middle of the two poles. This design of the booster also has to fit the restricted mounting volume demanded by regulations. The chosen arrangement is to get high attractive forces, whereas the parasitic tangential braking force should be low. This is achieved by reducing the percentage of end effects. As it is a DC-excitation, the flux-density in the middle part of the actuator is constant. For that there are no induced currents in the secondary. Only at the front and rear end of the machine the flux-density distribution is changing, thus inducing eddy-currents in the secondary (end effects).

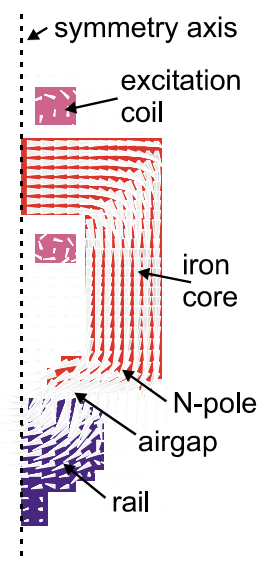


Fig. 13. View of one half of the DC actuator

DC actuator

Table 8

Pole arrangement	DC 2 pole	Stator length l_s	1200 mm
Ampere turns Θ	20 kA	Stator width b	130 mm
Air gap δ	5 mm	Excitation power	10 - 15 kW

Comparison of Booster Applications

In Table 9 the performances of the three booster applications are compared for an air gap of about 4 mm. Excitation of the three

Comparison of performance of different boosters and brakes Table 9

Forces per wheel set	Max. attractive force F_n ^{*1)}	Max. tangential force F_t (-) braking; (+) thrust
ALIM with rail	25 kN	+ 0.75 kN / - 3 kN
ALIM with linear copper cage	30 kN	+ 10 kN / - 10 kN
DC actuator	35 kN (at standstill)	-0.4 kN (at 90km/h)
DC eddy current brake (ICE 3)	70 kN (at standstill) ^{*2)}	-10 kN (at 60 km/h)

*1) Attractive force is restricted not to damage the track (e.g. movable parts of switches) and to fit the maximum allowed axle load of 25 t.

*2) Too high for operation; therefore, excitation should be reduced at low velocities

boosters is designed for air-cooling and short-time operation of 3 min. Forces produced by the short stator ALIM with the rail as a secondary are rather low due to the mentioned restrictions. Forces produced by the linear motor using a linear copper cage as a secondary are significantly higher. Nevertheless, it is restricted to tracks where this reaction-part is installed. The DC actuator only produces attractive forces but no thrust. Due to the special pole arrangement braking forces are very small. So this is a rather cheap solution for increasing of tractive effort when weather conditions lead to wet rails and decreased adhesion coefficients.

5. Conclusions

In the paper a brief overview of different linear motor applications is given. Due to their rather big overall costs, linear motors for electrical traction are still an exotic solution, which of course is technically necessary if magnetic levitation is used. Nevertheless, for high-speed transportation they are an interesting alternative, considering the difficult mechanism of wheel-rail contact and guidance at high speed. Also linear boosters or actuators as boosters could be an interesting option for traction assistance under wet weather conditions, helping to reduce time delays and extra cost for a second locomotive.

Literatúra - References

- [1] PLEGER, J.: *Ein modernes Transportsystem: Die M-Bahn*, Eisenbahntechnische Rundschau 39, 1/2, p. 39-44, 1990
- [2] HEIDELBERG, G.; SCHULZ, T.: *Das MAGNETBAHN-Projekt Berlin*, Elektrische Bahnen 3, p. 94-98, 1984
- [3] MILLER, L.: *Einsatzfahrzeug TRANSRAPID 06II*, Eisenbahntechn. Rundschau 36, 10, p. 641-646, 1987
- [4] DICKHART, W.: *Status of TRANSRAPID Maglev*, Electro International, p. 613-617, IEEE 1991
- [5] N. N.: *Hochtechnologie für den "Flug in Höhe 0"*, Info brochure "Magnetschnellbahn TRANSRAPID", Transrapid International, 2001, Berlin, Germany
- [6] SAWADA, K.: *Development of magnetically Levitated High Speed Transport System in Japan*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 32, No. 4, p. 2230-2235, 1996
- [7] IKEDA, H.; KAGA S.; OSADA, Y.; KITANO, J.; ITO, K.; MUGIYA, Y.; ITO, H.; TUTUMI, K.: *Development of Power Supply System for YAMANASHI Maglev Test Line*, Conference proceedings PCC-Nagaoka 97, p. 37-41, IEEE 1997
- [8] Railway Technical Research Institute: *Official Information about YAMANASHI Test Line*, Tokyo, Japan, 2000
- [9] LÖSSEL, W.; LANDWEHR, H.; PREM, J.: *ICE 3 - New generation of European high speed trains*, p. 2-18, RTR 1, 1997
- [10] HOFMANN, M.; WERLE, TH.; BINDER, A.; PFEIFFER, R.: *Asynchronous Linear Machine for Railway Systems*, Conference Proceedings of the ICEM 2000, 28. - 30. August, Espoo Finland, p. 223-227, 2000
- [11] HOFMANN, M.; WERLE, TH.; BINDER, A.; PFEIFFER, R.: *2D and 3D Numerical Field Computation of Eddy-Current Brakes for Traction*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 36, No. 4, p. 1758-1763, 2000
- [12] DEUTSCHE BAHN: *Eisenbahn- Bau- und Betriebsordnung (EBO)*, Deutsche Bahn AG (German Federal Railways), Geschäftsbereich Netz, Betriebliches Regelwerk, 1992.
- [13] WERLE, TH.; BINDER, A.: *Asynchronous Linear Machine as Booster for Railway Vehicles*, Eighth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, Conference Publication No. 475, p. 224-228, IEE 2000, London
- [14] CURTIUS, E. W.; KNIFFLER, A.: *Neue Erkenntnisse ueber die Haftung zwischen Treibrad und Schiene*, Elektrische Bahnen, p. 201-210, 1950
- [15] ALLEN, N.; RODGER, D.; COLES, P. C.; STREET, S.; LEONARD, P. J.: *Towards increased speed computations in 3D Moving Eddy Current Finite Element Modelling*, IEEE Transaction On Magnetics, vol. 31, p. 3524-3526, November 1995

RIADENIE RÝCHLOSTI ASYNCHRÓNNEHO MOTORA S ORIENTÁCIOU NA STATOROVÝ TOK BEZ SNÍMAČA PRE TRAKCIU

SPEED-SENSORLESS STATOR FLUX-ORIENTED CONTROL OF INDUCTION MOTOR DRIVES IN TRACTION

Nepriame riadenie statorových kvantít (Indirect Stator Quantities Control - ISC) kombinuje v sebe princíp orientácie na statorový tok, úspešne overený ako priame momentové riadenie (Direct Self-Control) s impulzno-šírkovou moduláciou (PWM). Tým sa dosahuje vysoká dynamika momentu a robustné chovanie odolné voči napätovým poruchám v celom operačnom rozsahu vrátane oblasti zoslabovania budenia. Po starostlivej korekcii chýb v napätí strieďača sa rozdiel v priestorových vektoroch statorových prúdov motora a modelu používaného v riadení využíva na odhad rýchlosti, čo dovoľuje odstrániť snímač rýchlosti. Špeciálne riadenie toku dovoľuje nekonečne pomalú zmenu medzi trakčným a brzdným režimom.

Indirect Stator-Quantities Control (ISC) combines the principle of stator flux-orientation proven successful in Direct Self Control (DSC) with Pulse Width Modulation (PWM). High torque dynamics and robust behavior against input voltage disturbance are achieved in the whole operation range including field-weakening. After careful correction of inverter voltage errors the difference of the stator current space vectors in the machine and in the control model is employed for speed estimation, allowing dispensing with speed sensors. A special flux management allows an infinitely slow change between driving and braking.

1. Introduction

In the 1980's Vector Control of Induction Machine, successful with industrial drives, already was introduced in traction [1]. It impresses the components of the stator current space vector in orientation to the rotor flux space vector by means of control. In high power traction drives this approach was limited; as the switching frequency is, in general too low to sufficiently impress; the current.

In 1984 M. Depenbrock proposed ([2]) orienting the space vector of the stator voltage directly to the space vector of stator flux, which is obtained in a very simple manner as the integral of the stator voltage, according to Faraday's Law. In Direct Self Control (DSC) the stator flux activates the suited next voltage switching when it reaches predetermined thresholds. Thus it guides itself on its trajectory and controls the magnetization of the machine. Torque is controlled by the track speed in DSC by extremely simple means of a torque hysteresis controller which guides pulsing and makes a separate Pulse Width Modulator unnecessary.

Flux Self Guidance makes the drive insensitive to input voltage disturbances that are met typically in traction, as e.g. by pantograph bouncing. Asynchronous pulsing exploits the limited switching frequency best compared to synchronized pulse patterns [3] used elsewhere.

In the nineties IGBT inverters thrust aside GTO inverters in the range of low and medium powers typical for Light Rail applications, allowing distinctly higher switching frequencies. The question arose how to transfer the advantages of Direct Stator Flux Control to these new inverters which made some of the old restrictions obsolete. With a sufficient ratio of switching to stator base frequency sinusoidal PWM can be used without any drawback, making the traction drive easier to adapt to severe line harmonics limitations. It was already employed with DSC-controlled GTO inverters in the starting region [4] where DSC shows some complications [1].

As Stator Flux-Oriented Control already uses the complete machine model it can be well applied for estimation of speed from

* ¹Prof. emer. Dr.-Ing. Manfred Depenbrock, Prof. Dr.-Ing. Andreas Steimel, ²Dipl.-Ing. Christian Foerth, Dr.-Ing. Frank Hoffmann, Dr.-Ing. Markus Weidauer, ³Dr.-Ing. Stefan Koch

¹Institute for Generation and Application of Electric Energy, Ruhr-University Bochum, D-44780 Bochum, Tel.: ++49-234-32-23890, Fax: ++49-234-32-14597, E-mail: sekretariat@eae.ruhr-uni-bochum.de

²Siemens TS GTE 3, Postbox 3240, D-91050 Erlangen, Tel.: ++49-9131-7-35151, Fax: ++49-9131-7-32952, E-mail: frank.2.hoffmann@ts.siemens.de;

³Siemens A&D LD B E 5, Tel.: ++49-9131-7-34722, Fax: ++49-9131-7-32952 E-mail: stefan.koch@erl.siemens.de.

Correspondence to Prof. Dr.-Ing. A. Steimel

the terminal quantities. As additional broadband voltage sensors are often not wanted a careful compensation of the inverter errors is necessary when the voltage is modeled from measured DC link voltage and switching commands. But then robust observers schemes can be applied to estimate two parameters, e. g. the speed and stator resistance, from the difference of the space vectors of machine and model current. As the model is of the linear fundamental type the system is in principle unobservable at stator frequency equal zero. Special management of the flux magnitude enables the drive to operate permanently at any speed around zero.

2. Model of the Machine

Each highly dynamic flux-oriented control needs a model of the induction machine as exact as possible in order to calculate non-measurable fluxes. On the other hand, it must be calculable by a Digital Signal Processor (DSP) in sufficiently short time. Space Vector (SV) notation [5] is, as most commonly used for description, denoted by arrows under the symbol. For the stator-flux-orientation the “canonical” Γ - Equivalent Circuit Diagram (ECD) (with the leakage inductance concentrated in the rotor mesh) using the stator-fixed reference system is most convenient (Fig. 1):

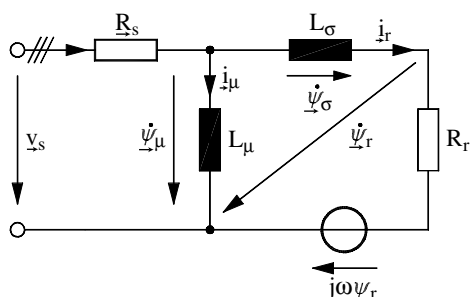


Fig. 1. Equivalent Circuit Diagram of induction machine in Space Vector notation, stator-fixed reference frame

It correctly describes the fundamental values of all quantities. Saturation of the main inductance L_μ is measured off-line and taken into account by a characteristic dependent on stator flux magnitude. The stator resistance R_s must be identified on-line.

The state equations can be derived according to this ECD:

$$\dot{\underline{\psi}}_\mu = \underline{v}_s - R_s \cdot \underline{i}_s \quad (1)$$

$$\dot{\underline{\psi}}_r = R_r \cdot \underline{i}_r + j \cdot \omega \cdot \underline{\Psi}_r \quad (2)$$

The stator current is:

$$\underline{i}_s = \underline{i}_\mu + \underline{i}_r = \left[\frac{1}{L_\mu} + \frac{1}{L_\sigma} \right] \cdot \underline{\psi}_\mu - \frac{1}{L_\sigma} \cdot \underline{\psi}_r \quad (3)$$

Torque can be given by two equations

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \text{Im}\{\underline{\psi}_\mu^* \cdot \underline{i}_s\} \quad (4)$$

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{1}{L_\sigma} \cdot |\underline{\psi}_\mu| \cdot |\underline{\psi}_r| \cdot \sin \vartheta \quad (5)$$

with $\vartheta = \delta(\underline{\psi}_\mu) - \delta(\underline{\psi}_r)$, p number of pole pairs. The first equation is used within the DSP program, the second is more suitable for basic deliberations. It is well known from the synchronous machine theory, and it will be taken to illustrate the basic idea of torque control.

3. Stator-Flux-Oriented Control

The basic task of machine control is to produce the demanded torque and to keep the (stator) flux on its demanded value.

Stator-flux-orientation leads the tip of the stator flux SV on a predetermined trajectory - which in case of high switching frequency is a multi-corner polygon, nearly a circle. The radius of the trajectory will be defined by control of the modulus of the stator flux SV; the tracking speed - in the sampled system the angular increment - results from the output of a torque controller [6]. In the following we assume that the modulation period T_m equal to the half switching period is small against to the rotor leakage time-constant $T_\sigma = L_\sigma/R_r$, and the fundamental period T_s .

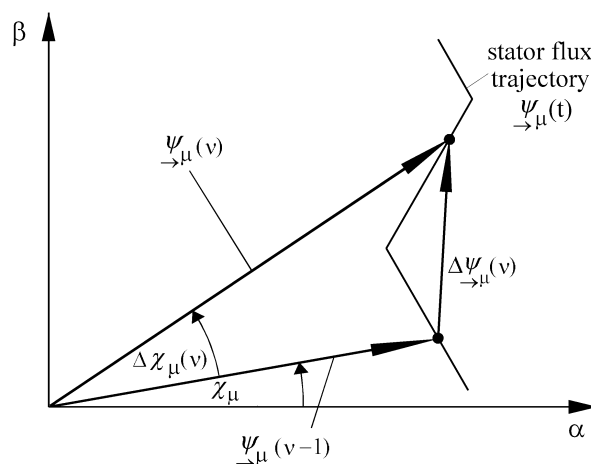


Fig. 2. Stator flux trajectory and stator flux increment $\Delta \underline{\psi}_\mu$ per modulation period v

Fig. 2 shows the stator flux SV at the beginning and the end of a modulation period T_m (equal to processor cycle); in the most general case the stator flux is stretched by $k_\psi(v)$ and rotated by $\Delta \chi_\mu(v)$:

$$\underline{\psi}_\mu(v) = \{(1 + k_\psi(v)) \cdot e^{j\Delta \chi_\mu(v)}\} \cdot \underline{\psi}_\mu(v-1) \quad (6)$$

and thus changed by

$$\begin{aligned} \Delta \underline{\psi}_\mu(v) &= \underline{\psi}_\mu(v) - \underline{\psi}_\mu(v-1) = \\ &= \{(1 + k_\psi(v)) \cdot e^{j\Delta \chi_\mu(v)} - 1\} \cdot \underline{\psi}_\mu(v-1) \end{aligned} \quad (7)$$

Fig. 3 shows the basic structure of the controller; $k_\psi(v)$ is delivered by a P-type flux modulus controller. The torque set (T^*) and actual value (T) are first transformed to slip angular frequencies by multiplication with $R_r/(3/2p \cdot \psi_r^2)$. Thus break-down can be easily prevented by limiting the set value. Then both values are compared in a PI-type controller delivering the dynamic part of the angular increment, $\Delta\chi_{\mu Dyn}$. The integral channel will be relieved by a stationary feed-forward

$$\Delta\chi_{\mu Stat} = (\omega + \omega_r^*) \cdot T_m \quad (8)$$

The following block calculates $\Delta\psi_\mu(v)$ by expanding (7) in a Taylor series, broken after the fourth member:

$$\begin{aligned} \Delta\psi_\mu(v) = & k_\psi(v) \cdot \left\{ 1 - \frac{1}{2} \Delta\chi_\mu^2(v) \right\} \cdot \psi_\mu(v-1) - \\ & - \left\{ \Delta\chi_\mu(v) - \frac{1}{6} \Delta\chi_\mu^3(v) \right\} \cdot \psi_\mu(v-1) \end{aligned} \quad (9)$$

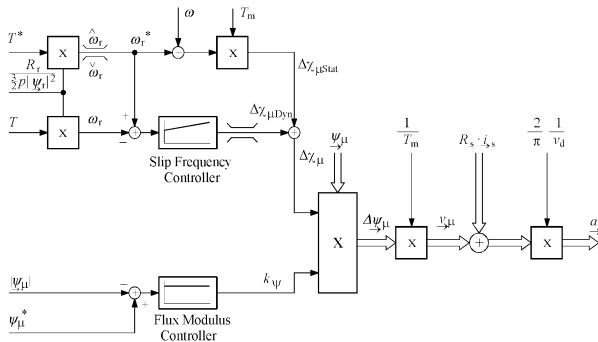


Fig. 3. Basic structure of Indirect Stator Quantities Control (ISC)

The stator flux increment SV will then be multiplied with $1/T_m$ yielding the magnetizing voltage v_μ , to which the resistive stator voltage drop $R_s \cdot \underline{i}_s$ will be added. Finally, division by $v_d \cdot \pi/2$ delivers the voltage control SV a handed to the PWM unit. Please, note that there are no underlaid current component controllers anymore!

The issue of low frequencies will be discussed in detail. The stator flux in the model will always be controlled correctly, even at zero frequency. But at low frequency the coincidence of model and real machine currents may be insufficient, mainly due to errors caused by the temperature-dependent stator resistance and of the inverter voltages modeled from measured DC link voltage v_d , and switching signals.

Fig. 4 shows the complete machine model acc. to equ. (1) ... (3). The very left blocks, in dashed lines, are current balancing controllers comparing measured ($i_{s\alpha(\beta)w}$) and model current ($i_{s\alpha(\beta)}$) coordinates, to correct these errors in a Luenberger observer structure. The gain has to be decreased with increasing speed, so that

the model works as an i - n -model at low and as a v - i -model at high speed. If as already shown, the stator voltage drop is calculated with the model currents, the control acts only on the model, the true machine will only be "chained" to the model by the current balancing controllers. This enables e. g. testing of the control without powering the real drive.

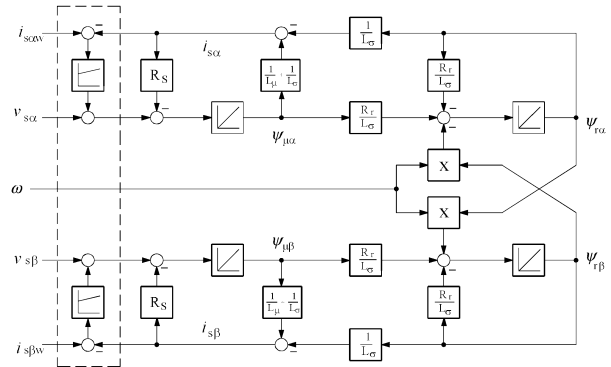


Fig. 4. Complete induction machine model (with current balancing controllers)

4. Field-Weakening Operation

For high power traction drives the limitation of output voltage by sinusoidal PWM to less than 90 % of the maximum possible value of the fundamental at square-wave modulation is disadvantageous as the break-down torque at high speed will be limited to less than 80 %. By means of suitable overmodulation schemes [7] some 95 % of the break-down torque can be reached, with comparable dynamics. But finally, the transition to square-wave modulation has to be performed. In the range of maximum voltage - it may be sinusoidal, "overmodulated" or square-wave - the torque (constant power range) can only be controlled by field-weakening.

Fig. 5 shows the completion of the control structure by a field-weakening controller.

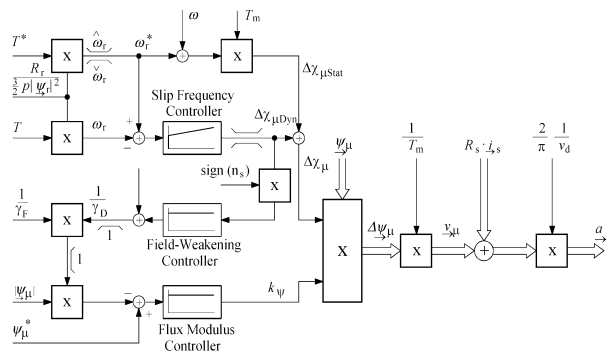


Fig. 5. Structure of ISC with Field-Weakening Controller

The stationary field-weakening via the factor $1/\gamma_F$ ($\gamma = \psi_\mu / \psi_{\mu rated}$; left part) works in forward mode by amplifying the flux modulus feed-back. The angular increase $\Delta\chi_\mu$ necessary for torque

increase cannot be gained as before, because the voltage is at its maximum. Here, Dynamic Field Weakening developed for DSC [1] is again helpful [6].

Fig. 6 shows the transient for a torque step out of idling operation, with the two stationary circular flux trajectories with radii γ_{FA} (before) and γ_{FC} (after the step). For short time the rotor flux SV moves further-on on the trajectory with the radius γ_{FA} , while the stator flux SV takes the „cut-off” trajectory AC having the same length as AB, weakening the stator flux modulus intermediately to γ_{min} . The angle ϑ is increased from zero to the stationary value in the fastest possible way. The command for the dynamic field-weakening $1/\gamma_D$ is derived from the dynamic response of the slip frequency controller, $\Delta\chi_{\mu Dyn}$ increasing the flux feedback additionally.

A torque increase is thus performed in less than 1/3 of the fundamental period. At a negative torque step the dynamics are achieved only by variation of the control factor a . After that the stator flux modulus is guided rather slowly (taking into account the rotor leakage time-constant) to the stationary value, to avoid too big leakage flux and thus, over-current.

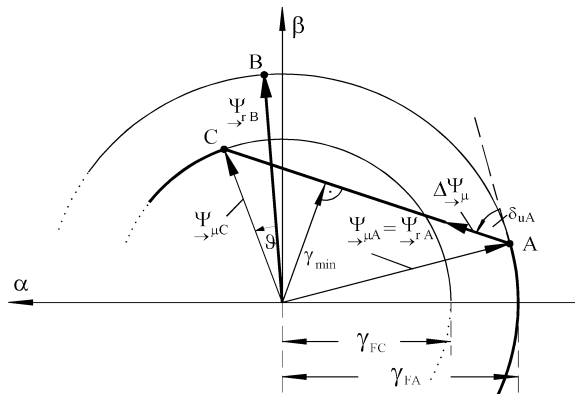


Fig. 6. Trajectories of stator and rotor flux SV at Dynamic Field Weakening

5. Correction of Inverter Voltage Errors

Each model-based control structure is as good as the quality of the modeled quantities and parameters. The major source of uncertainty is the modeling of the stator voltage from the measured DC link voltage and the switching signals. The errors are due to:

- Voltage drop across semiconductor devices
- Differences in the switching delay times
- Different influence of the interlocking time dependent on the sign of the inverter output (= stator) current
- Differences between motor and model ECD parameters

The first three error types depend mainly on the value and the sign of the inverter output current. In the structure described up to now the current coordinate balancing controller will compen-

sate them, but only to the degree that is limited by the stability of the control.

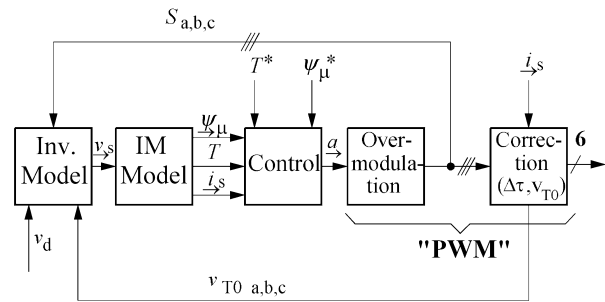


Fig. 7. Correction scheme for inverter errors in recent ISC

Fig. 7 shows the block structure of the correction system applied with ISC [7]; [9]. Control hands the set value for the stator voltage control SV to the Over-modulation block, where the zero sequence system for Symmetrized Sinusoidal Modulation is added and over-modulation is introduced, if needed.

In the Correction block the switching time errors are corrected and the device voltage drops is calculated, using the model stator current SV. Now the real switching edges will coincide with the ideal ones. The demanded switching commands $S_{a,b,c}$ are given back - together with the correction voltage drop signals - to the Inverter Model calculating the model stator voltages so that they are identical to those of the real motor.

It is now possible to operate the drive without current balancing controllers. The information set free by this can now be used to estimate, e.g. the speed. The most important ECD parameter at low frequency is stator resistance as it influences the stator current directly. It must be estimated on-line for high performance drives.

6. Sensorless Identification of Speed

Speed sensors in traction induction motors have always been a bottleneck as spoiling the robustness and/or control performance of the simple squirrel-cage motor: They are either robust - then the angular resolution is limited and the signal delay at low speed is high, or they have a high resolution and good dynamic response, but then, they are sensitive to shock and hazard.

In the last years the demand on the speed sensor has grown, e. g. for the aforementioned speed feed-forward or for speed control as a part of adhesion control systems. In low-floor Light Rail Vehicles the sensors considerably increase the volume of the individual small motors. Cost is not negligible for the sensor itself as well as for planning, mounting and commissioning, and is an important component of Life Cycle Cost.

Open-loop speed estimation schemes are already widely introduced in industrial applications. They are extremely dependent on parameters. Much more robust are observer schemes, as, e. g.

the one described in [8], which has been extended and specially improved by the following scheme ([7], [9], [10]).

The basis is the linear fundamental wave model used already in ISC; no parasitic effects as slotting or saliency are used. For purpose of investigation the real machine is described by an identical ECD; the quantities in the real machine will be designated by the index 'w'. The differences are $\Delta x = x - x_w$.

If both machine and model are fed by identical voltages as supposed and there is no difference in the parameters, the same current would flow in each. If the difference of the stator voltage drops is not too big at different speeds, both can be described in steady-state by the same Heyland circle diagram (Fig. 8).

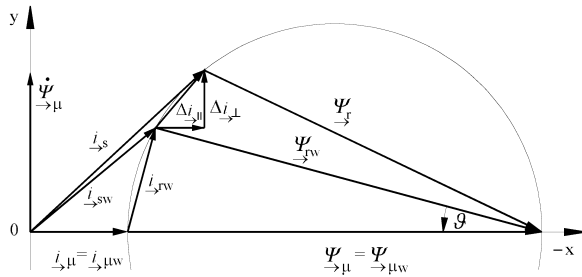


Fig. 8. Heyland Circle Diagram for real machine (x_w) and model (x), fed with identical voltages

It is obvious that the different speeds lead to different slip values and thus to different stator currents. If all other parameters are identical this difference can be employed to speed estimation. From the figure it can be seen that e. g. the component of Δi_s being perpendicular to the stator flux SV $\underline{\psi}_{\mu}$ will be suitable as indicator.

At the critical point of the stator frequency being zero the speed identification is not possible in the stationary state: The whole DC stator voltage drops over the stator resistance, the rotor mesh is short-circuited by the magnetizing inductance. Only a change of flux or speed can induce a current difference, which may be evaluated for speed identification.

The mathematical analysis of the stator current difference leads to a quasi differential equation of second order (12). To make it more compact some abbreviations and normalizations will be introduced. First, the time-constant factor:

$$\rho = \frac{L_{\sigma} + L_{\mu}}{L_{\mu}} \cdot \frac{R_s}{R_r} \quad (10)$$

and the leakage factor

$$\sigma = \frac{L_{\sigma} + L_{\mu}}{L_{\mu}} \quad (11)$$

The rotational frequency is normalized to rotor breakdown angular frequency $\omega_{rb} = R_r/L_{\sigma}$ and designated by 'n', time is normalized to the inverse of ω_{rb} . The derivatives to the normalized time are marked by \dot{x} . Then, the differential equation can be written as:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{i}_s + (\rho + 1 - j n_w) \cdot \Delta \dot{i}_s + (\rho - j n_w) \cdot \Delta i_s = \\ = j \cdot \frac{1}{L_{\sigma}} \cdot [\Delta n \cdot \underline{\psi}_r] \end{aligned} \quad (12)$$

The excitation of the system and by that the stator current difference vanishes if the following conditions are fulfilled:

- The speed difference or the rotor flux are permanently equal to zero (trivial case)
- The derivative of both quantities is zero. The last condition marks the case when speed identification fails at zero stator frequency.

In the stationary case under sinusoidal conditions the first and second time-derivative of the stator current difference can be expressed by the difference itself and the normalized stator frequency n_s :

$$\Delta \dot{i}_s = j \cdot n_s \cdot \Delta i_s, \quad \Delta \ddot{i}_s = -n_s^2 \cdot \Delta i_s \quad (13)$$

Then the solution of the differential equation for stationary operation is given by

$$\begin{aligned} \underline{\Delta i}_s = \frac{n_s}{[\rho \sigma - (n_r + \Delta n) n_s] + j \cdot [\rho(n_r + \Delta n) + n_s]} \cdot \\ \cdot \frac{\Delta n}{L_{\sigma}} \cdot \underline{\psi}_r \end{aligned} \quad (14)$$

This is a rotating space vector containing the information about the speed difference. After multiplication with the conjugate complex rotor flux SV, the leakage inductivity L_{σ} , an additional suited working-point-dependent complex factor \underline{K} and division by Ψ_r^2 a resting quantity is obtained. The real part is parallel and the imaginary part perpendicular to the product of $\underline{\psi}_r$ and \underline{K}^* .

$$Im \left\{ \frac{\underline{\psi}_r^*}{\Psi_r^2} \cdot \underline{K} \cdot \underline{\Delta i}_s \cdot L_{\sigma} \right\} = G_{i2} \cdot \Delta n \quad (15)$$

The perpendicular component to be used for speed identification in an observer structure is proportional to the speed difference and a function of the machine and operating parameters and will be summarized in a factor G_{i2} . In the prevailing operation range the factor \underline{K} is chosen equal to

$$\underline{K} = (1 + j \cdot n_r/\sigma) / \sqrt{1 + n_r^2}, \quad (16)$$

showing a rather uniform negative gain. Only in the range of very low stator frequency with opposite signs of torque and speed the indicator would change its sign [9] and defeat a stable control. The factor is then to be chosen as shown in [10] to

$$\underline{K} = (1 + j \cdot n_r/\sigma) / \sqrt{1 + (n_r/\sigma)^2} \quad (17)$$

That case is depicted in Fig. 9 dependent on stator frequency n_s , up to about double rated speed, with the normalized slip frequency n_r as the main parameter.

At the critical zero stator frequency the indicator G_{i2} vanishes in both cases, the machine is unobservable. Outside this region

the left part of equ. (15) can be used as error function for a PI-controller adjusting the speed signal in the observer. The practical settling time is about one third of the rotor leakage time-constant T_σ [9].

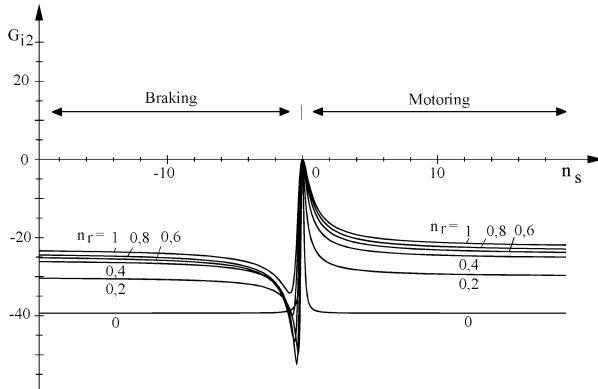


Fig. 9. Factor $G_{i2} = f(n_s, n_r)$; equ. (17)

The excellent quality of this speed observer scheme will be demonstrated by experimental results of a 120 kW traction motor fed from a 500 kVA IGBT traction inverter with a nominal d. c. link voltage of 750 V.

Fig. 10 shows the speed estimation under dynamic conditions. If a torque set value step sequence is applied to the induction machine coupled with a DC machine, speed follows mainly in a triangular fashion. Real speed ω_w . (measured with an incremental encoder with 2000 pulse/rev.) and estimated speed ω are shown, together with the torque functions.

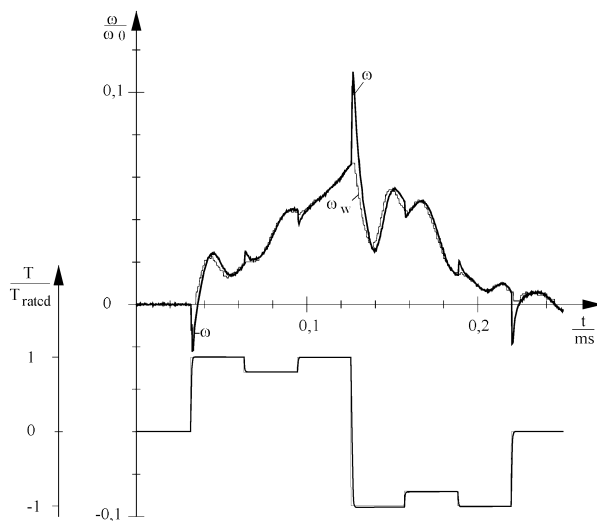


Fig. 10. Estimated (ω) and measured speed (ω_w) at acceleration and braking with up to 100 % rated torque

Estimated speed follows the measured speed astonishingly exactly, including the oscillation of the two-masses-spring-system.

The peaks in ω when the torque changes very fast are due to the current displacement effects in the rotor bars reducing L_σ . So the real rotor currents rise faster than those in the model, which does not take into consideration this effect. This will be interpreted by the speed observer as a negative speed error. It has no vital consequence on the quality of speed estimation as the set value and actual torque differ anyway during such extremely fast transients.

With such a scheme speed reversals with a change rate of $24 \text{ min}^{-1}/\text{s}$ and permanent full load operation at minimum stator frequency of only 0.33 Hz can be safely managed. But it must be kept in mind that at still lower values or rates of change the scheme will fail. An escape of the problem will be given in sect. 8.

7. Stator Resistance Estimation

An indispensable prerequisite is exact on-line identification of the stator resistance which changes severely with temperature. Obviously thermal sensors are not wanted.

The same change of temperature in stator and rotor shall be assumed as the first approach. So, the value of ρ does not change when R_s changes. Then an equation similar to (14) can be found for the appertaining stator current SV difference caused by the difference ΔR_s [11]. For small values of ΔR_s and $\rho = \rho_w$ this equation can be written as:

$$\frac{\Delta i_s}{R} = \frac{n_r^2 - \sigma^2 - j \cdot 2\sigma n_r}{Z} \cdot \frac{\Delta R_s}{L_\sigma \cdot R_r} \cdot \underline{\psi}_r \quad (18)$$

with

$$Z = [\rho \cdot \sigma - n_r \cdot n_s] + j \cdot [\rho \cdot n_r + n_s]. \quad (19)$$

Multiplying the sum of equ. (14) and equ. (18) with the conjugate-complex rotor flux SV, L_σ , the complex (mainly imaginary) factor Z and $1/\Psi_r^2$ yields again a resting quantity. The imaginary part of this is proportional to ΔR_s :

$$\text{Im} \left\{ \frac{\psi_r^*}{\psi_r^2} \cdot (\underline{\Delta i_s} + \underline{\Delta i_{s,R}}) \cdot L_\sigma \cdot Z \right\} = G_{R_s} \cdot \frac{\Delta R_s}{R_r} \quad (20)$$

In steady state Δn has no influence on the result, as it contains the real part only. As the stator resistance changes only slowly an integral controller will be used for identification. The left side of equ. (20) multiplied by the sign of n_r , is taken as its input. This method is independent of the speed identification scheme for small differences of speed and stator resistance.

Fig. 11 shows that speed estimation at very low stator frequency needs to correct the values of R_s . The drive (the same as in Fig. 10) operates at standstill with 100 % rated torque (= 35% of breakdown torque T_b). The model stator resistance value is initialized to 80 % of its nominal value. Due to this mismatch the estimations of the stator flux and, correspondingly, those of the speed are wrong. The ripple frequency is six times the stator fre-

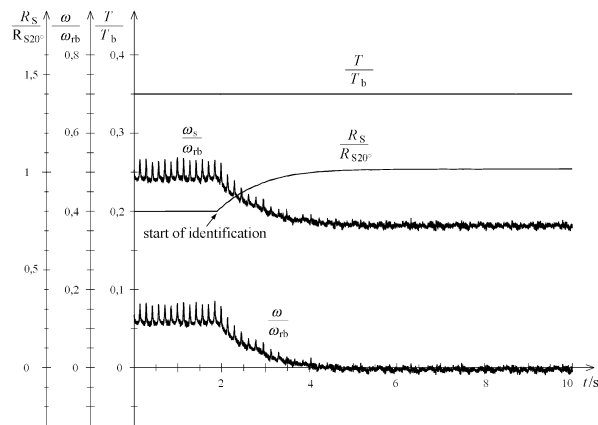


Fig. 11. On-line identification of stator resistance at standstill

quency due to malfunctioning of the inverter correction circuit (Fig. 7) by a severe difference between $\underline{\Delta i}_s$ and $\underline{\Delta i}_{sw}$. The initial

error in speed is 1 % of rated speed. At $t = 1.9$ s the identification of R_s starts, the actual value of $1.018 R_{s20^{\circ}C}$ is found within 2 ... 3 s. Simultaneously, all state variables converge to their correct values, the ripple vanishes and speed reaches the correct zero value. The method operates well in the range of small frequencies where the influence of the stator resistance is relevant (and where this identification is necessary).

8. Operation with Infinitely Slow Change between Driving and Braking

The speed of a linearly modeled induction machine cannot be observed at zero stator frequency without injecting test signals providing a change of flux. The test signals are often not wanted as they may be disturbing or cannot be injected sufficiently with the low switching frequency of high power inverters.

As it has been shown that slow transients through the region of very low stator frequencies can be safely managed, the question is whether an operation mode is possible which simply avoids stationary working in the region below 0.4 ... 0.5 Hz (a value that can safely be mastered with the described control structure).

To that purpose a scheme has been proposed and successfully implemented [11] which avoids operation with too low stator frequency by manipulating the stator flux modulus. For a given (non-zero) torque a reduction of the rotor flux modulus increases the necessary slip frequency:

$$\omega_r = \frac{R_r \cdot 2}{3 \cdot p \cdot \psi_r^2} \cdot T \quad (21)$$

The function of the operation management is explained for the reversion of speed at constant torque. Fig. 12 shows the normalized slip frequency n_r as a function of normalized speed. In the diagram, the working points with constant normalized stator frequency n_s are joined by straight lines with gradient -1 . Speed

identification works safely for stator frequencies with an absolute value $\geq \dot{n}_s$. Thus the drive must not work stationarily in the region between the lines $n_s = -\dot{n}_s$ and $n_s = \dot{n}_s$ in Fig. 12.

Starting at point A, the machine brakes with negative speed and positive (non-zero) torque and slip frequency; the absolute values of speed and stator frequency decrease. At point B the stator frequency reaches its limit $n_s = -\dot{n}_s$.

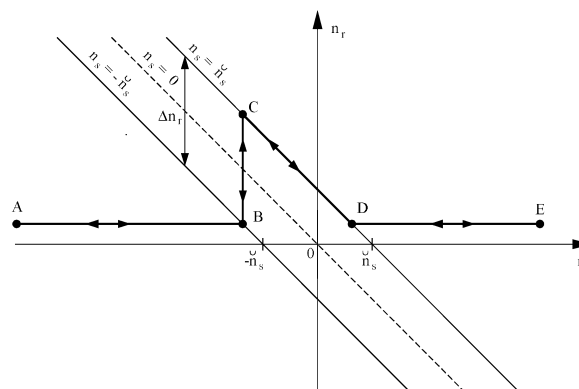


Fig. 12. Normalized slip frequency n_r vs. normalized speed n at constant torque

Now, there are two choices to produce the wanted torque: With full flux, minimal slip frequency and negative stator frequency (point B) or with reduced flux magnitude and a slip frequency increased by Δn_r , (point C), where the stator frequency is already positive and $\geq +\dot{n}_s$. The operation management decides to decrease the flux so that the crossing of the stator frequency through the "forbidden zone" is sufficiently fast. On the other hand, the transition must be slow with regard to the rotor leakage time-constant $T_{\sigma r}$, to avoid an inadmissibly dynamic increase of the leakage flux and thus stator current.

As speed further changes, the operation point moves along the line $n_s = +\dot{n}_s$ towards point D, while the flux is continuously increasing again, so that the drive is operated with maximum permissible flux and minimum stator current. This is done by stator frequency control. At point D normal motoring operation with full flux and constant slip frequency is reached again and maintained until point E.

The opposite reversing starts at point E in the motoring mode. With decreasing speed point D and $n_s = +\dot{n}_s$ is reached. For further decreasing speed the flux must be decreased continuously to keep the stator frequency at its upper limit $+\dot{n}_s$. The control supervises whether the torque can be produced with full flux and negative stator frequency $\leq -\dot{n}_s$, too. When the condition is fulfilled at point C, the drives change sharply to point B.

In practical operation an additional hysteresis avoids jittering. Fig. 13 shows the time functions of such a very slow speed reversal, measured at the 120 kW drive. The load machine is speed-controlled and impresses the triangularly changing speed.

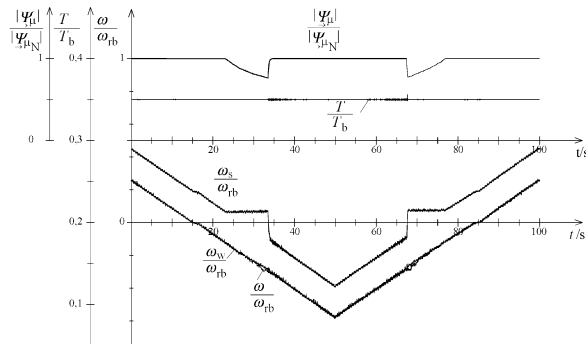


Fig. 13. Very slow speed reversing operation with rated torque. 120 kW motor.

The two upper traces show stator flux modulus and torque, in the middle there is the observed stator frequency and the lower traces show the nearly perfectly coinciding values of true and observed speed. For $T_{rated} = 0.35 T_b$. The rated slip frequency is $0.187 \omega_{rb}$, $= 2\pi \cdot 0.89$ 1/s, which is more than the double of $\dot{\omega}_s = 2 \cdot \pi \cdot 0.331$ 1/s; the frequency hysteresis is $0.02 \omega_{rb}$. Stator flux is reduced down to 50 %.

[11] shows how at no-load condition safe transition is reached by switching on a minimum torque of less than 3.5 % of rated torque. [12] reports on practical tests on a Combino[®] low-floor tram. It shows that vehicles running down a slope can be smoothly stopped, held at zero speed and accelerated in the opposite direction, without speed sensors.

9. Conclusion

Indirect Stator-Quantities Control (ISC) unifies the advantages of stator-flux-orientation proven successful in Direct Self Control with Pulse Width Modulation that is well suitable for fast-switching IGBT inverters. Using the signals available in the control model motor speed can be estimated so that no speed sensors are needed anymore. With careful correction of inverter voltage errors stator voltage sensors are not necessary. Additional work not described here has been necessary for automatic parameter identification of machine and inverter model and for procedures of magnetizing the machine with unknown speed and residual flux without speed-sensor.

10. References

- [1] STEIMEL, A.: *Control of the Induction Machine in Traction*. 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC' 98), Prague 1998, K 4 & Elektrische Bahnen 96 (1998), No. 12, 361-369
- [2] DEPENDBROCK, M.: *Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine*. IEEE Transactions on Power Electronics, 1988, No. 4, 420-429
- [3] STEIMEL, A.: *Steuerungsbedingte Unterschiede von wechselrichtergespeisten Traktionsantrieben*. Elektrische Bahnen 92 (1994), No. 1/2, 24-36.
- [4] JÄNECKE, M.; KREMER, R.; STEUERWALD, G.: *Direct Self Control (DSC), A Novel Method Of Controlling Asynchronous Machines in Traction Applications*. Elektrische Bahnen 88 (1990), No. 3, 81-87
- [5] KOVÁCS, K. P.; RÁCZ, L.: *Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen*. Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, Budapest 1959.
- [6] JÄNECKE, M.; HOFFMANN, F.: *Fast Torque Control of an IGBT-Inverter-Fed Three-Phase A. C. Drive in the Whole Speed Range - Experimental Results*. 6th EPE Conference 1995, Sevilla, Vol. 3, 399-404
- [7] HOFFMANN, F.: *Drehgeberlos geregelte Induktionsmaschinen an IGBT-Pulsstromrichtern*. Ph. D. Thesis Ruhr-Universität Bochum 1996. Fortschr.-Ber. VDI Reihe 21 Nr. 213, Düsseldorf 1996
- [8] KUBOTA, H.; MATSUSE, K.; NAKANO, T.: *DSP-Based speed adaptive flux observer of induction motor*. IEEE Trans. on Industry Applications, 1993, No. 2, 344-348
- [9] DEPENDBROCK, M.; HOFFMANN, F.; KOCH, ST.: *Speed Sensorless High Performance Control For Traction Drives*. 7th EPE Conference 1997, Trondheim, Vol. 1, 1.418-1.423
- [10] Hoffmann, F.; Koch, St.: *Steady State Analysis of Speed Sensorless Control of Induction Machines*. IECON'98 (Aachen), Vol. 3, 1626-1631
- [11] DEPENDBROCK, M.; FOERTH, CH.; KOCH, ST.: *Speed Sensorless Control Of Induction Motors At Very Low Stator Frequencies*. 8th EPE Conf. 1999, Lausanne
- [12] FRENZKE, T.; HOFFMANN, F.; LANGER, H. G.: *Speed Sensorless Control of Traction Drives - Experiences on Vehicles*. 8th EPE Conference 1999, Lausanne

Jozef Kuchta – Miroslav Fulier *

ELEKTRICKÉ PRENOSY VÝKONU MODERNIZOVANÝCH RUŠŇOV NEZÁVISLEJ TRAKCIE

ELECTRICAL TRANSMISSION OF MODERNIZED LOCOMOTIVES OF INDEPENDENT TRACTION POWER

Príspevok sa zaoberá riešením elektrických prenosov výkonu modernizovaných rušňov nezávislej - motorovej trakcie. Popisuje prístup k vývoju, konkrétne riešenie pre modernizovaný rušeň so zmiešaným striedavo - jednosmerným prenosom výkonu a projektovaný a realizujúci sa rušeň s plne striedavým prenosom výkonu. Výhodnosť a opodstatnenosť modernizácií s vyšším stupňom prenosu - predovšetkým AC/AC dokladuje výpočtom výslednej účinnosti ako aj úsporami prvotného paliva, ktoré sú potvrdené prevádzkovým sledovaním.

The contribution addresses diesel-electric power transmission of modernized locomotives for independent motor traction. It describes the approach to development; the solution of modernized locomotives with hybrid AC/DC power transmission, designed and realized locomotive with full AC/AC power transmission. Advantages and reasonability of modernization with an advanced transmission degree (namely as AC/AC) is confirmed by total efficiency calculation as well as by benefits in basic fuel savings, which have been carried out from the real operation.

1. Úvod

Elektrickým prenosom výkonu rozumieme taký prenos [1], v ktorom sa mení prvotný mechanický výkon na výkon elektrický, ktorý slúži k napájaniu a regulovaniu elektrických trakčných motorov. Výhodou elektrického prenosu je možnosť prenosu veľkých výkonov na ľubovoľný počet hnacích náprav poháňaných jednotlivo alebo skupinovo, plynulá regulácia výkonu, rýchlosti a ťažnej sily s menším počtom ozubených prevodov, veľmi dobrá účinnosť, životnosť a spoľahlivosť. Voľba druhu elektrického prenosu výkonu vystupuje do popredia hlavne pri modernizácii terajších - dosluhujúcich rušňov nezávislej trakcie - hlavne dieselelektrických. Podstatou dieselelektrického trakčného prenosu je, že mechanický výkon prvotného spaľovacieho motora sa mení v dynamoelektrikom stroji (generátore) na elektrický výkon s regulovateľným napätím, ktorým sa napájajú elektrické trakčné motory. V závislosti od použitej prúdovej sústavy generátora, ktorý mení mechanický výkon na elektrický a podľa druhu elektrického trakčného motora rozoznávame prenosy výkonov

- jednosmerné - DC/DC,
- zmiešané - AC/DC,
- plne striedavé - AC/AC.

2. Základné charakteristiky jednotlivých elektrických prenosov výkonu

Základné schémy zapojenia jednotlivých elektrických prenosov výkonu sú uvedené na obr. 1a, b, c.

1. Introduction

Electric power transmission means that the basis of mechanical power is transformed into electric power. The electric power supplies and controls electric traction motors. An advantage of electric power transmission is the possibility to convey a greater amount of power onto arbitrary number of axles, which are single or group driven. There are also advantages of smooth power, speed, and tractive force control, allowing the use of less gearboxes, to raise the entire efficiency, reliability, and total lifetime. The choosing of electric power transmission types comes forward in upgrading existing locomotives especially for independent diesel-electric traction. The origin of the mechanical power of a diesel engine is converted into electric power with variable voltage using the electric generator, and this is the basis of diesel-electric traction. The electric power supplies the traction motors. Depending on the electric traction system used, it means the type of used generators and traction motors, the following power transmissions are recognized:

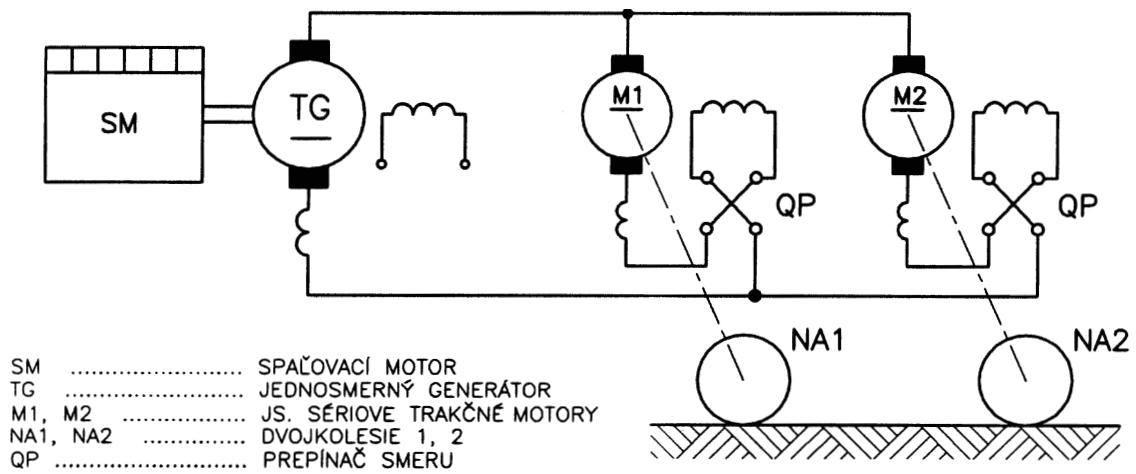
- direct one - DC/DC,
- hybrid one - AC/DC,
- alternate one - AC/AC.

2. Basic features of individual electric power transmission

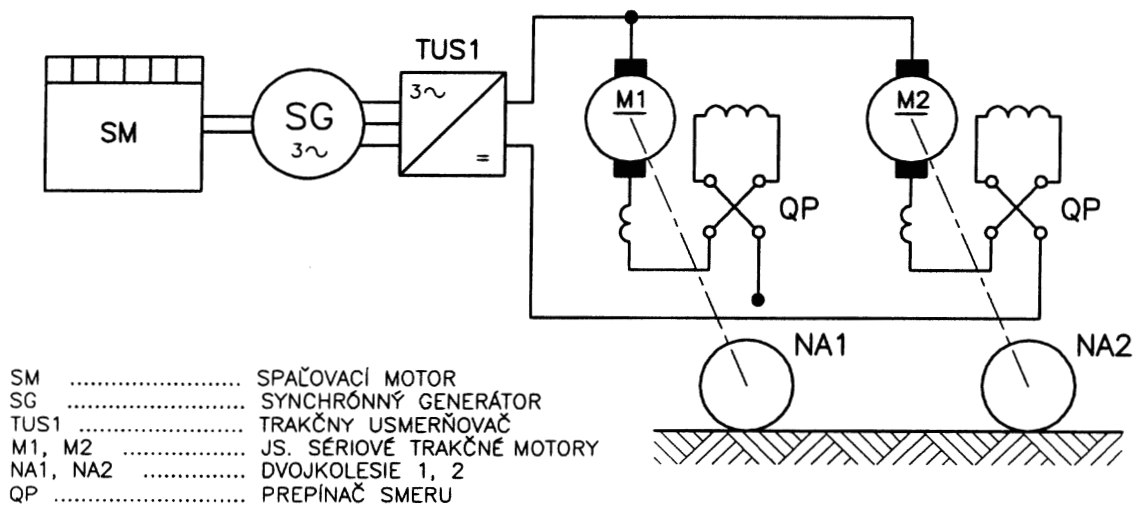
The fundamental flowchart of distinct electric power transmissions is depicted in Fig. 1 a), b), and c).

* Ing. Jozef Kuchta, Ing. Miroslav Fulier

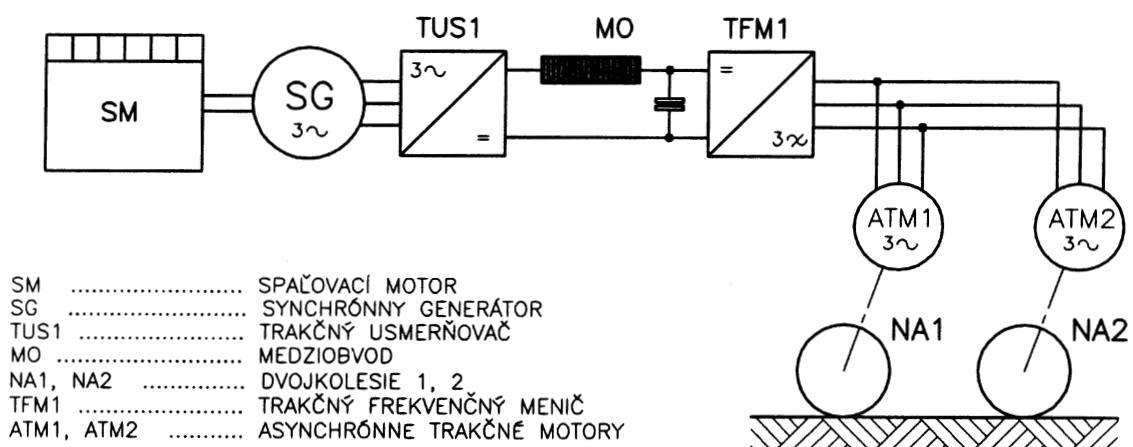
EVPU - Elektrotechnický výskumný a projektový ústav, a.s., Trenčianska 19, 018 51 Nová Dubnica, SR
Tel.: ++421-827-4432475, Fax: ++421-827-4434252; E-mail: kuchtaj@pobox.sk



Obr. 1a



Obr. 1b



Obr. 1c

Obr. 1. Princípiálne schémy zapojení sústav s elektrickým prenosom výkonu
 Fig. 1. The principal schemes of connections of the systems with electric power transmission

2.1 Jednosmerný prenos - DC/DC

Jednosmerný DC/DC prenos pozostáva - pozri obr. 1a, z jednosmerného regulačného generátora (dynamu), ktorý regulovateľným napätím napája jednosmerné sériové trakčné motory. Trakčné motory pracujú približne so stálym príkonom závislým len od prvotného spaľovacieho motora SM. Regulačný rozsah otáčiek trakčných motorov sa zväčšuje v drvivej väčšine skokovitým kontaktným spôsobom zoslabovania (šuntovania) budenia. Tento druh prenosu je zatiaľ najrozšírenejším druhom prenosu v triede motorových rušňov na ŽSR. Nevýhodou tohoto prenosu predovšetkým je, že elektrické stroje točivé s ktorými pracuje, obsahujú klzný kontakt (uhlík - komutátorová lamela), ktorý vo svojej podstate limituje: maximálne otáčky a komutáciu, vyžaduje častú a pravidelnú údržbu a nie je ich možné navrhovať (vzhľadom na obmedzenie jazdného profilu) na vyššie výkony vzhľadom na rozmery a hmotnosť.

2.2 Zmiešaný prenos - AC/DC

Zmiešaný striedavo - jednosmerný AC/DC prenos výkonu sa vyznačuje tým, že kontaktný a rozmerný trakčný generátor TG je nahradený striedavým generátorom - alternátorom (prevažne s vyjadrenými pólmi) SG - pozri obr. 1b, v poslednom desaťročí konštruovaným na bezkontaktnom princípe budenia. Takýto generátor je doplnený trakčným usmerňovačom TUS 1, ktorý usmerňuje striedavé napätie, ktorým sú následne napájané jednosmerné sériové trakčné motory M1 a M2 - pozri obr. 1b. Tento druh pohonu prevažuje v súčasnosti v SR pri realizujúcich sa modernizáciách [2], [3] pre ŽSR ako hlavného odberateľa a užívateľa modernizovaných vozidiel. Dá sa povedať, že hlavným dôvodom týchto modernizácií je v prvom rade remotorizácia, t. j. náhrada pôvodného spaľovacieho motora motorom novým (obvykle s už s nižšou mernou spotrebou paliva - nafty), inštalácia novej výzbroje charakteristickej zmiešaným prenosom výkonu (motivovaným a podmieneným súčasným „dostatkom“ pôvodných trakčných motorov), často novým konštrukčným riešením hrubej stavby a dizajnom vozidla. Prikladom takto realizovaného postupu je modernizácia motorového rušňa pôvodného označenia T669 (r. 770) na vozidlo r. 773. V tab. č. 1 uvádzame základné parametre pôvodného a modernizovaného vozidla v takom rozsahu a skladbe, aby z nej bolo možno vidieť odlišnosti a hlavné znaky modernizácie:

Pri vývoji a konštrukcii uzlov modernizovaného vozidla bol hlavne pri návrhu koncepcie elektrickej výzbroje dôsledne dodržiavaný princíp komplexnosti a zohľadňovanie nového riešenia. Koncepcia elektrickej výzbroje bola už popísaná napr. v [2], preto sa v danom príspevku obmedzím iba na ďalšiu charakteristiku komponentov výzbroje, podľa principiálnej schémy zapojenia 1-nej motorovej skupiny, ktorá je znázornená na obr. 2:

- Synchronný generátor GG1 má vinutie kotvy zapojené do 3-och samostatných hviezd, pričom každá napája usmerňovač GU, ktorý následne napája jednu trakčnú skupinu, t. j. dvojicu v sérii zapojených trakčných jednosmerných sériových motorov typu TE006. Takéto riešenie umožňuje priaznivejšie dimenzovanie

2.1 Direct transmission DC/DC

The direct transmission DC/DC consists of direct governable generator i.e. dynamo, supplying DC series traction motor with variable voltage. The traction motors operate almost with steady input power, depending on the origin diesel engine SM. The speed adjustment of DC traction motors employs field-weakening approach and is mostly performed using contact switching. This kind of electric transmission is frequently used with diesel engine locomotives by ZSR. The main disadvantage of DC motor utilization is a running contact (carbon-commutation lamella), which limits the maximum speed, and it requires often and regular maintenance. There is no possibility to design them for higher input power flow because of size, weight restrictions and terrain profile.

2.2 Hybrid AC/DC

The basic feature of mixed AC/DC electric power transmission is that the alternating generator SG with salient poles replaces the massive traction generator see fig. 1b). In the last decade semiconductor field energization is mostly applied. This generator is connected with traction rectifier TUS1 that rectify the alternating voltage. Subsequently the rectified voltage supplies DC series traction motors M1 and M2 see fig. 1b. This kind of transmission prevails in SR of renewed locomotives. The ZSR is the core customer of refurbished locomotives. The main reason of these renovations is replacing existing diesel engines by more fuel efficient ones and installing new electric equipment featuring hybrid electric power transmission, and there is availability of origin traction motors. The renovation goes with new vehicle construction and redesigned frame. There is locomotive T699 (r. 770) modernization for new vehicle r. 773 being renewed. The table 1 shows original locomotive parameters and other column discloses parameters of a renewed vehicle:

Under development and construction of a renewed vehicle was taken into account complex electric equipment approach and new design approach. The electric equipment concept was described [2], and this article discusses only the features of electric equipment components under the circuit scheme of first motor group, see Fig. 2:

- Synchronous generator GG1 consists of three individually-connected windings and each one supplies rectifier GU. Subsequently, the rectifier feeds one traction group consisting of series-connected traction DC motors. This approach simplifies the traction rectifier design, its short-circuit resistance and improves generator reliability
- Electro-dynamic brake, the part of traction circuit, includes braking resistance RB, partly switched 1:0,5:0,25 of total resistance range by thyristors labeled 146 and 147. Breaking resistor are two independent modules individually cooled by auxiliary DC motors MV2, which are fed from resistance tap. DC motor drives axial power pressure valve.

Tab. 1

Parameter	T 669.0,1	r. 773
Hmotnosť vozidla [t]	111/114	107/112 ±3%
Výkon spaľovacieho motora - P _N [kW]	993	1 305
Typ a výrobca spaľovacieho motora	K6S 310 DR ČKD Praha	CATERPILLAR 3512 DITA/2-USA
Merná spotreba paliva pri P _N [g/kWh]	227,6	225,9
Maximálna ťažná sila [kN]	290	340
Trvalá ťažná sila [kN]	198	200
Dĺžka x šírka x výška vozidla [mm]	17 220 × 3 150 × 4 635	17 300 × 3 080 × 4 600
Výška kapotáže [mm]	2 835	1 600
Maximálna rýchlosť [km/h]	90	100
Typ trakčného generátora	Jednosmerný - DC	Striedavý - AC
Výkon trakčného generátora [kW]	885	1 380 kVA
Hmotnosť trakčného generátora [kg]	4 795	5 350
Trakčný usmerňovač - druh	–	3 x neriadený, môstkový, vzdu- chom chladený
Hmotnosť [kg]	–	145
Elektrodynamická brzda - výkon [kW]	–	1 350
Režim EDB	–	spádový/ zastavovací
Odbudovanie	Kontaktné, stykačové	Bezkontaktné, plynulé
Pomocné pohony	Mechanicko- elektrické	plne elektrické

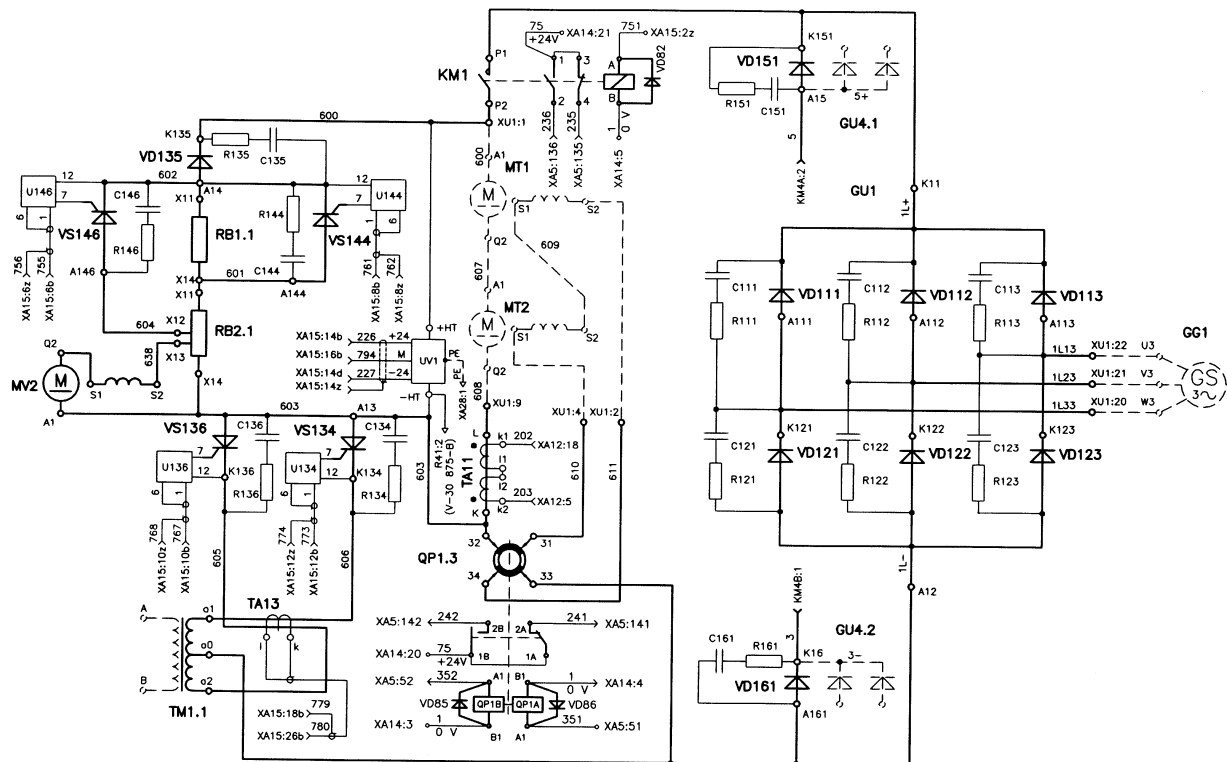
trakčného usmerňovača, jeho skratovú odolnosť a prispieva aj k zvyšovaniu spoľahlivosti generátora.

- Súčasťou trakčného obvodu (-ov) je obvod elektrodynamickkej brzdy (EDB), tvorenej odporníkom RB, spínaným bezkontaktnými tyristormi (VS 144, 146) v podiele 1:0,5:0,25 celkovej ohmickej hodnoty odporníka. Odporníky sú riešené ako 2 moduly, každý chladený jednosmerným motorom (MV2) napájaným z odbočky odporníka poháňajúcim výkonný axiálny pretlakový ventilátor.
- Zapojenie disponuje novým plynulým, bezkontaktným zoslabovaním budenia trakčných motorov v režime „JAZDA“ a cudzím budením trakčných motorov (MT1 a MT2) v režime „EDB“. K tomuto účelu slúži paralelný menič (VS 134, VS 136) pracujúci v 1. prípade ako inverter (rekuperujúci energiu budiacich vinutí cez pomocný transformátor TM1 do pomocného generátora GG2 (na obr. 2 nie je znázornený). V prípade EDB pracuje menič ako riadený usmerňovač, ktorý napája budiace vinutia motorov regulovateľným napätím z transformátora TM.
- Súčasťou elektrovýzbroje - v časti trakcie je aj zapojenie pre núdzový pojazd vozidla z akumulátorovej batérie vozidla (24 V js). Toto zapojenie umožňuje z batérie napájať buď 1-nu, resp.

Table 1

Parameters	T699.0,1	r. 773
Weight of vehicle [t]	111/114	107/112 ±3%
Power diesel engine - P _N [kW]	993	1300
Type and the producer of the combustion engine	K6S 310DR ČKD Praha	CATERPILLAR 3512 DITA/2-USA
Specific fuel consumption at P _N [g/kWh]	227,6	225,9
Maximum tractive force [kN]	290	340
Steady tractive force [kN]	198	200
Length/width/height [mm]	17220 × 3150 × 4635	17300 × 3080 × 4600
Faire height [mm]	2835	1600
Maximum speed [kmh ⁻¹]	90	100
Traction generator	DC	AC
Power [kW]	885	1380 kVA
Weight [kg]	4795	5350
Traction rectifier	–	3 × uncontrol- led bridge / air cooling
Weight [kg]	–	
Electro-dynamic brake-power [kW]	–	1350
Regime EDB	–	Downhill/ Stopping
Shunting	Relay switch	Semiconductor
Auxiliary drives	Mechanical	Electric

- the circuit possesses a new way of connection for smooth, contactless field weakening of traction motor in DRIVE motoring mode and separate excitation of traction motors MT1, MT2 in EDB mode. Parallel converters VS134, VS136 serve for this purpose. In the first situation the converter performs as an inverter, which regenerates electric power of field windings into auxiliary generator GG2 (is not depicted) over auxiliary transformer TM1. In EDB mode, the inverter performs as controlled rectifier feeding field winding of motors with variable voltage from transformer TM.
- In the traction section as part of electric equipment there is an involvement for an emergency running down of vehicle. The 24 V battery feeds either one traction group only or all of them. Under no operation of diesel engine, can the vehicle run at 2,5 kmh-1 speed.
- Auxiliary drives are fully electric powered. The electric power source is auxiliary generator GG2, which is driven, by main generator GG1 using belt transmission. This generator supplies four static frequency converters that subsequently feed:
 1. Converter feeds induction motors of a new spiral compressor and fans of compressor cooling (30kW, 1,5kW)
 2. Converter feeds two induction machines for cooling diesel engine (2 × 22kW) in frequency range 0 ÷ 28 (36) Hz.



Obr. 2. Schéma zapojenia trakčných obvodov 1. motorovej skupiny

Fig. 2. 1st motor class traction circuits layout

všetky trakčné skupiny, čo umožňuje manévrovať s vozidlom pri nebežiacom spaľovacom motore rýchlosťou do cca $2,5 \text{ kmh}^{-1}$.
- Plne elektrické sú pomocné pohony. Zdrojom elektrickej energie je pomocný alternátor GG2, ktorý je poháňaný remeňovým prevodom od hlavného generátora GG1. Z tohoto generátora sú napájané 4 ks statických meničov frekvencie, ktoré postupne napájajú:

1. menič napája asynchrónne motory nového - skrutkového kompresora a ventilátor chladenia kompresora (30 kW a 1,5 kW);
2. menič napája 2 asynchrónne motory chladenia chladiča spaľovacieho motora ($2 \times 22 \text{ kW}$), napájané v rozsahu frekvencie 0 až 28 (36) Hz;
3. menič napája 2 asynchrónne motory poháňajúce ventilátory generujúce chladiaci vzduch pre chladenie trakčných motorov ($2 \times 18,5 \text{ kW}$) a jeden asynchrónny motor ventilátora (0,55 kW) chladenia trakčného usmerňovača a spínačov EDB a odbudzovania;
4. menič napája motory klimatizácie kabíny rušňovodča.

Súčasťou pomocných pohonov je aj nabíjačka akumulátorovej batérie a prípojka na verejnú sieť umožňujúca (pri stojacom SM) zásobiť vozidlo stlačeným vzduchom a dobiť batériu vozidla.

Celá, hore uvedená a popísaná výzbroj bola realizovaná v 5-tich kusoch modernizovaných rušňov r. 773 a v rokoch 1999 - 2000 daná do užívania v RD Zvolen. V súčasnosti (3/2001) končí výroba ďalších 5-tich kusov. Ostáva poznamenať, že celá trakčná výzbroj a elektronika pomocných pohonov je rozmiestnená v kontajneri

3. Converter feeds two induction machines of fans for electric traction motors ($2 \times 18,5 \text{ kW}$) and one induction motor of fan (0,55 kW) for traction rectifier, field weakening and EDB thyristors.
4. Converter feeds air-conditioning motor of driver cockpit.

The charger of accumulator batteries is the part of electric equipment and the electric plug. The plug of public electric supply network allows external charging of vehicle batteries and supplying the vehicle with pressure air.

The aforementioned description of the entire electric power equipment was realized for five renewed r. 773 locomotives in the years 1999-2000 for RD Zvolen. Five other locomotives are being finished by 3/2001. Complete electric power equipment and electronics of auxiliary drives are arranged in a container placed behind the driver's cockpit. The size is $2511 \times 1737 \times 1708 \text{ mm}$ and total weight 3250 kg. The vehicle and mechanical parts completion producer is ZTS-KV, a. s., Dubnica nad Váhom.

2.3 AC/AC transmission

Under electrical power transmission, the electric traction motor plays a key function for the following reasons:

- Size and weight
- Traction and control capabilities
- Maintenance

umiestnenom za kabinou s rozmermi $2\,511 \times 1\,737 \times 1\,708$ mm a s celkovou hmotnosťou cca 3 250 kg (vrátane kapotáže). Ostáva poznamenať, že finalistom vozidla a kompletátorom mechanickej časti je ZTS-KV, a. s., Dubnica nad Váhom.

2.3 Plne striedavý prenos – AC/AC

Pri elektrickom prenose výkonu zohráva trakčný motor rozhodujúcu úlohu z hľadiska

- rozmerov a hmotnosti,
- trakčných a regulačných vlastností,
- obsluhy a údržby,
- celkového vplyvu trakčného motora na dynamiku jazdy a zvršku (vplyv nevypružených hmôt).

Snaha o odstránenie nedostatkov jednosmerného trakčného motora viedla k voľbe iného druhu elektrického motora – motora bezkontaktného – asynchrónneho, s kotvou nakrátko (ATM). Okrem ATM sú známe realizácie trakčného pohonu aj so synchronnými – ventilovými motormi (bývalé ZSSR, Japonsko, Francúzsko), avšak v počte realizovaných vozidiel neprevýšili asynchrónny typ. Nakoniec prvý realizovaný rušeň s plne striedavým prenosom výkonu bol predstavený v r. 1970 [4] firmou HENSCHEL – BBC. Je nutné poznamenať, že popredné európske firmy cca od r. 1980 vyrábajú vozidlá už iba s plne striedavým prenosom výkonu [5]. O potrebe modernizácie vozidiel s takýmto typom prenosu sa zatiaľ nepodarilo presvedčiť budúcich užívateľov – ŽSR. Základná principiálna schéma plne striedavého prenosu je na obr. 1c. Oproti zmiešanému prenosu sa vyznačuje ďalšími uzlami: – jednosmerným medziobvodom – MO a trakčným frekvenčným meničom TMF1, napájajúcim asynchrónne trakčné motory ATM. Z hľadiska typu TMF1 uvažujeme v súčasnosti v podmienkach EVPÚ a. s. už iba s meničmi napäťového typu so sinusovou ŠIM, realizovaných na IGBT prvkoch. Snaha o realizáciu modernizácie vozidla odvodeného z vozidla r. 773 s plnými AC/AC prenosom za viac ako 2,5 ročné úsilie nenašla u zodpovedných pracovníkov ŽSR odzvu.

2.3.1 Projekt vozidla r. 774 AC

Vďaka dlhoročnému pôsobeniu EVPÚ a. s. v oblasti polovodičovej techniky, bol v spolupráci so ZTS – Výskum a vývoj, a. s. Dubnica nad Váhom spracovaný projekt rušňa s výkonom 1 500 kW, s AC/AC prenosom výkonu. Projektantom a budúcim dodávateľom prevažnej časti elektrickej výzbroje by bolo EVPÚ a. s. Konceptne projekt vozidla vychádza z vozidla r. 773 (nezmenený tvar, rovnaké kapotáže, spaľovací motor tých istých rozmerov ale zvýšeného výkonu, rozmerovo rovnaký trakčný generátor) a obsahuje novú výzbroj AC/AC typu. Principiálna schéma zapojenia trakčných a pomocných pohonov rušňa je na obr. 3 a jeho pracovné typové označenie je 774 AC. Zdrojom prvej energie je spaľovací motor firmy Caterpillar 3512B s výkonom 1 566 kW pri otáčkach 1 880 min^{-1} . Merná spotreba paliva tohto motora pri menovitom výkone činí 193,2 g/kWh. Trakčný generátor je z radu 1FC2, 6-pólový, s bezkontaktným budením od firmy Siemens, s.r.o. Napätie generátora je usmernené trakčným usmerňovačom GU1, výstup ktorého

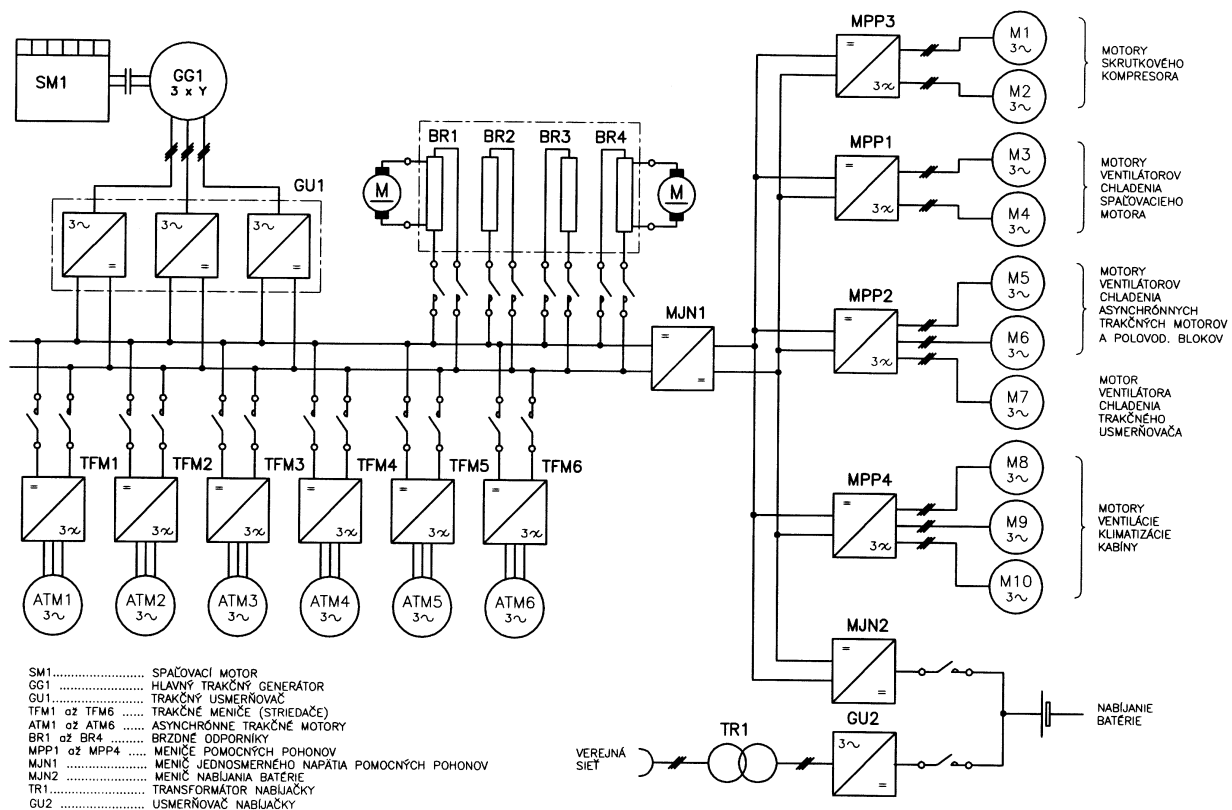
- Overall traction motor influences on drive dynamics and coping (non-elasticity mass)

There was always an effort to replace the DC motor by selecting another kind of electric motor. The squirrel cage induction machine is usually chosen; however, some countries such as France, former USSR, Japan attempted to use synchronous motors without any significant achievements. The HENSCHEL-BBC Corporation introduced the first diesel-electric locomotive with AC/AC transmission in 1970 [4]. Since the 1980s, leading European companies manufacture the traction vehicle with only AC/AC power transmission. The ZSR Corporation didn't find the aspects to operate the locomotives with AC/AC power transmission in spite of the general conviction of their usefulness. The fundamental schematic of fully AC/AC power transmission is depicted in Fig. 1c). Attention is given to hybrid power transmission, the AC/AC features DC link MO, and traction rectifier TMF1 supplying asynchronous traction motors. Concerning the type of traction converter, EVPU considers only the voltage source inverter with sinusoidal PWM on IGBT basis. Although for almost 2.5 years there has been a tendency to modernize a chosen vehicle derived from the vehicle type 773 equipment with AC/AC transmission, it has not been positively accepted by top managers of the Slovak Railways.

2.3.1 Vehicle No. 774 of series

Due to EVPU experiences in power electronics, the R&D team developed the locomotive project of 1500kW power with AC/AC transmission. EVPU was supposed to be the designer and major manufacturer of electric power equipment. Prime conceptual design is taken from r. 773 vehicle with renewed electric power equipment but using the same frame, diesel engine with higher output power remaining the size, and the same traction generator in size. The basic locomotive schematic of traction and auxiliary drives is shown in Fig.3 labeling 774AC. As mentioned before, the original power source is diesel engine Caterpillar 3512B with output power 1566kW, 1880 min^{-1} . Specific consumption of this engine at nominal power is 193.2 g/kWh. The traction generator is 1FC2 machine of Siemens with 6 poles and contactless field energization. Traction rectifier GU1 rectifies the electric generator output voltage, which leads to a DC link circuit. The DC link MO supplies the traction frequency converters TMF1 ÷ 6, each of these converters feeds the traction motors individually. The complete electromagnetic and mechanical design of mentioned traction motor was made in the project framework, and its rated parameters are as follows:

Type: MAT 400 – TC	power factor: 0.902
Number of poles: 6	efficiency [%]: 94.7
Torque: 3894 Nm	temperature level: H
Voltage: 3×950 V	Isolation/cooling: IP23/external air
Current: 284 A	revolution: 981 min^{-1}
Rated/maximum voltage frequency: 50/140Hz	
Motor assembly: paw location, improved bearing	
Weight: 1450 kg	



Obr. 3. Schéma zapojenia trakčných a pomocných pohonov rušňa r. 774 s AC/AC prevodom
Fig. 3. Design connection of traction and auxiliary locomotive drive with AC/AC transmission

je vedený do jednosmerného medziobvodu. Z jednosmerného medziobvodu sú napájané trakčné frekvenčné meniče TFM1 až 6, pričom každý z nich napája jeden trakčný asynchrónny motor ATM s kotvou nakrátko. V rámci návrhu projektu bol uskutočnený kompletný elektromagnetický a konštrukčný návrh predmetného motora, ktorého štítové parametre sú:

Typ: MAT 400 – TC Menovitý účinník - 0,902
Počet pólů - 6 Menovitá účinnosť [%] - 94,7
Menovitý trvalý moment - 3 894 Nm Teplotná trieda - H
Teoretický trvalý výkon - 400 kW Krytie/chladenie - IP23/
cudzie, vzduchové
Menovité napätie - 3 × 950 V Menovité otáčky - 981 min⁻¹
Menovitý prúd - 284 A Maximálne otáčky - 3 300 min⁻¹
Menovitá/maximálna frekvencia napájacieho napätia [Hz] - 50/140
Vyhodnotenie motora - tlapové, so zdokonaleným ložiskovým uložením
Hmotnosť motora - 1 450 kg

Porovnanie rozmerov a tvaru novonavrhnúťého ATM s motorom jednosmerným sériovým typu TE 006, ktorý je použitý vo vozidle r. 773, je na obr. 4. Vyšší výkon motora je volený preto, aby (vzhľadom na značné náklady súvisiace s výrobou opakovaných kusov) ho bolo možné inštalovať aj do podvozkov rušňov s výkonom prvotného motora 2 000 až 2 500 kW. O takéto výkony prejavili záujem hlavne stredoázijské krajiny bývalého ZSSR. Tieto

Comparison of the newly designed induction motor ATM and the previous DC traction motor is shown in Fig. 4. The greater output power of ATM is preferred because it simplifies mounting into bogie of locomotive with greater diesel engine power 2000 ÷ 2500 kW. The former Soviet Union countries of central Asia are demanding this power range. The mentioned requirements were taken into account in the 774 AC locomotive designs.

Power traction circuits include the circuit of electro-dynamic brake with power resistance BR1 ÷ BR2. These are air cooled by pressure fans, which are driven with DC drives.

The source of auxiliary drives is the static converter MJN1 of DC/DC type. This drives fully electric fed consisting of frequency converters MPP1 ÷ 4 and induction machine M1 ÷ M10 see Fig. 3 right. This converter adjusts the DC link voltage into a constant voltage level supplying DC link of MP1 ÷ 4 converters. Auxiliary circuits contain also battery charger supplied from vehicle MJN2, public grid TR1, GU2, respectively.

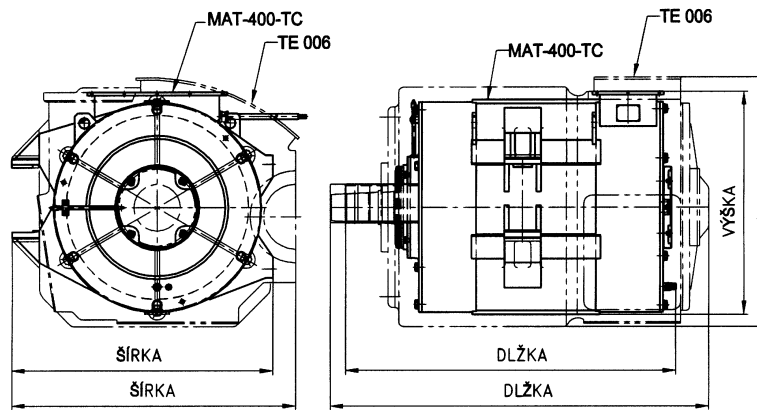
The following table compares essential features of 774 AC with top vehicle of AD Tranz corporation built in Kassel, Germany and labeled as Blue Tiger - DE-AC33C with fully AC/AC power transmission.

požiadavky boli zohľadňované aj pri projekte rušňa 774 AC.

Trakčné obvody obsahujú aj obvod elektrodynamického brzdy s odporníkmi (BR1 až BR4), chladenými axiálnymi pretlakovými ventilátormi poháňajúcimi js. motormi napájanými z odbočiek podporníkov.

Zdrojom energie pomocných pohonov (ktoré sú plne elektrické, tvorené frekvenčnými meničmi MPP1 až 4 a asynchrónnymi motormi M1 a M10 – pozri obr. 3 vpravo), je statický menič MJN1 typu DC/DC. Tento menič upravuje meniace sa napätie jednosmerného medziobvodu na konštantné jednosmerné napätie pre napájanie jednosmerných medziobvodov frekvenčných meničov MPP1 až 4. Pomocné obvody obsahujú ešte nabíjačku batérie napájanú z vozidla (MJN2), resp. siete (TR1, GU2).

Pre porovnanie uvádzame v tab. č. 2 zaručované vypočítané a konštrukčné parametre rušňa r. 774 AC v porovnaní so špičkovým vozidlom firmy Adtranz a GE Transportation System postaveným v Kasseli (SRN) v r. 1996 s označením „Blue Tiger“ – DE-AC33C a plne striedavým prenosom [5]:



MOTOR typ	ŠÍRKA (mm)	VÝŠKA (mm)	DĹŽKA (mm)	HMOTNOSŤ (kg)
TE 006	936	885	1246	2650
MAT-400-TC	862	725	1085	1450

Obr. 4. Porovnanie obrysových rozmerov asynchrónneho trakčného motora MAT-400-TC s jednosmerným trakčným motorom TE 006

Fig. 4. Comparison of outline dimensions of asynchronous motor MAT-400-TC with a direct-line motor TE 006

Tab. 2

Parameter	r. 774AC	Blue Tiger
Rozchod	1 435/1 524	1 435/1 067
Usporiadanie náprav	Co'Co'	Co'Co'
Hmotnosť [min/max]	107/114 t	108/132 t
Výkon spaľovacieho motora	1 566 kW	2460 kW (1640, 3285kW)
Maximálna ťažná sila	340 kN	517/370 kN
Dĺžka vozidla [mm]	17 220	22 000
Šírka vozidla [mm]	3 150	2 800
Výška vozidla [mm]	4 667	4 080/3 710
Maximálna rýchlosť	100 kmh ⁻¹	120 kmh ⁻¹ (nákł. Verzia)
Typ trakčného generátora	Striedavý – AC	Striedavý – AC
Trakčný usmerňovač	Neriadený	Neriadený
Trakčné frekvenčné meniče	IGBT	GTO
Trakčný motor	Asynchrónny	Asynchrónny
Zdroj pomoc. pohonov	statický – IGBT	AC pomoc. Generátor
Motory pomoc. pohonov	Asynchrónne, štandard.	asynchrón., integr. koňšt.
Meniče pomoc. pohonov	frekvenč. – plynulá reg.	stupňovitá, frek. regul.

2.3.2 Projekt a realizácia vozidla DI 2201

Vývoj komponentov pre striedavý prenos výkonu v EVPÚ a.s. podnietil EVPÚ a.s. a ZTS – Kolajové vozidlá, a. s. Dubnica nad

Table 2

Parameter	r. 774AC	Blue Tiger
Track gauge [mm]	1435/1524	1435/1067
Wheel arrangement	Co'Co'	Co'Co'
Weight [min/max]	107/114 t	108/132 t
Diesel engine power	1566 kW	2460 kW(1640, 3285 kW)
Maximum tractive force	340 kN	517/370 kN
Length of vehicle [mm]	17220	22000
Width of vehicle [mm]	3150	2800
Height of vehicle [mm]	4667	4080/3710
Maximum speed	100 kmh ⁻¹	120 kmh ⁻¹
Traction generator	AC	AC
Traction rectifier	Uncontrolled	Uncontrolled
Traction frequency converters	IGBT	GTO
Traction motor	Induction motor	Induction motor
Auxiliary drive source	Static IGBT	AC aux. Generator
Motor of auxiliary drives	IM, standard	IM, integral
Converters of auxiliary drives	Freq. (smooth control)	stepped-freq. control

2.3.2 DL 2201 project and its completion

Development of AC power transmission components of EVPÚ a. s. and cooperation between EVPÚ and ZTS-KV opened an idea

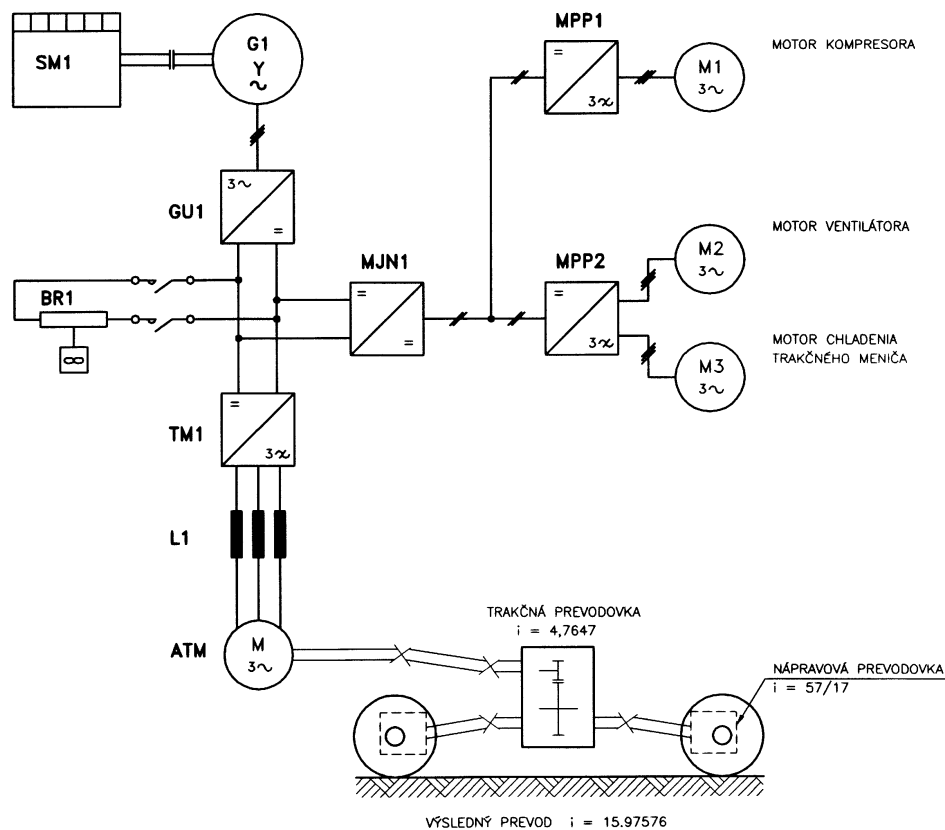
Váhom realizovať projekt modernizácie dvojnápravového rušňa pôvodného označenia T211.0. Pôvodný rušeň sa využíval v závodnej doprave a bol technicky opotrebovaný. Z hľadiska trakcie bol vybavený sériovo vyrábaným automobilovým motorom TATRA, s následným mechanickým prenosom výkonu cez 4-stupňovú prevodovku a následné prevodovky umiestnené v hnacích nápravách.

Modernizovaný rušeň po skúškach v závodnej doprave sa bude používať aj v traťovej službe ŽSR.

Modernizovaný rušeň zakladá na použití nového spaľovacieho motora CATERPILLAR, typ 3406DI-TA, s menovitým výkonom 257 kW, pri otáčkach $650 \div 1800 \text{ min}^{-1}$. Základná schéma zapojenia trakčných a pomocných obvodov rušňa je na obr. 5. Spaľovací motor SM1 poháňa cez pružnú spojku trojfázový bezkontaktný alternátor G1. Výstupné napätie generátora je usmernené trakčným usmerňovačom GU1. Výstupné usmernené napätie je privádzané na vstup do trakčného frekvenčného meniča TM1, ktorý generuje napätie premenlivej frekvencie určené pre napájanie asynchrónneho trakčného motora ATM. Motoru je priradená tlmička L1 zvyšujúca rozptylové reaktancie motora a obmedzujúca komutačné špičky spínačov IGBT. ATM poháňa cez kardanový hriadeľ trakčnú prevodovku s prevodom $i = 4,76$; z prevodovky sú na obe strany poháňané nápravové prevodovky s pôvodným prevodom $i = 57/17$. Pomocné pohony sú podobne ako pri predchádzajúcich rušňoch plne elektrické. Zdrojom energie pomocných pohonov je menič MJN1 typu DC/DC, ktorý z meniaceho jednosmerného

of the project for renewing two-axle locomotive previously labeled as T211.0. This railway engine was rather obsolete. From a traction point of view, batch-produced diesel engine of TATRA Corporation powers two-axle bogie over four level gearboxes. Modernized locomotive after tests in factory transport will also be used in the track service of the Slovak railways.

Upgraded locomotives are based on the Caterpillar diesel engine of 3406DI-TA type with output power 257 kW corresponding $650 \div 1800 \text{ min}^{-1}$. The basic schematic of traction and auxiliary circuits is shown in Fig. 5. Diesel engine drives three-phase contact-less generator G1 through slipping clutch. Traction rectifier GU1 rectifies the output voltage of generator G1, which goes to traction converters TM1 terminals. A traction converter makes voltage of adjustable frequency for supplying asynchronous traction motor. Leakage reactance limits commutation peaks of IGBTs and is connected in series with the motor. Traction motor ATM drives the gearbox ($i = 4.76$) over universal axle, and it drives both bogie gearboxes of $i = 57/17$. Auxiliary drives are very similar with the aforementioned ones and are fully electric powered. The energy source of auxiliary drives is MJN1 converter of DC/DC type, which adjusts variable DC voltage into a constant one. This constant voltage is used for the converter DC link supply of MPP1 and MPP2. MPP1 converter feeds the motor of compressor, and MPP2 feeds induction machine of traction motor fan and the fan



Obr. 5. Základná schéma zapojenia trakčných a pomocných obvodov rušňa DL 2201 s AC/AC prenosom

Fig. 5. The basic connection diagram of traction and auxiliary drives of the locomotive DL 2201 with AC/AC transmission

napätia vyrába konštantné jednosmerné napätie pre napájanie medziobvodu striedačov MPP1 a MPP2. Striedač MPP1 poháňa motor kompresora, striedač MPP2 poháňa asynchrónny motor ventilátora trakčného motora a asynchrónny motor ventilačného agregátu trakčného striedača TM1. Vozidlo obsahuje aj odporník elektrodynamickéj brzdy pre zastavovací režim s celkovým výkonom 100 kW.

Celá výzbroj obsahujúca trakčný usmerňovač, trakčný menič, menič MJN1 a meniče MPP1 a MPP2 včítane istiacich prvkov je umiestnená v samostatnom rozvádzači v rozmeroch ($\xi \times h \times v$) $\sim 1\,780 \times 595 \times 1\,400$ mm.

Pre porovnanie uvádzame niektoré základné parametre pôvodného a modernizovaného vozidla:

Tab. 3

	T211.0	DL2201
Usporiadanie dvojkolí	B	B
Výkon spalovacieho motora	118 kW	257 kW
Maximálna rýchlosť - Vmax	40 km/h	40 km/h
Hmotnosť plne vyzbrojeného rušňa	22 000 kg \pm 3 %	22 000 kg \pm 3 %
Ťažná sila na medzi adhezie	55,4 kN	71,7 kN
Trvalá ťažná sila	25,1 kN	58 kN
Trvalá rýchlosť	9,82 km/h	12 km/h
Ťažná sila pri Vmax	9,6 kN	18 kN

V dobe spracovania tohoto príspevku končila montáž prvého prototypu a začali sa skúšky jednotlivých agregátov.

3. Porovnanie účinnosti prenosových systémov DC/DC - AC/DC - AC/AC rušňov jednej kategórie

Pre posúdenie a porovnanie účinnosti jednotlivých prenosových systémov bola v [6] uskutočnená analýza reťazcov energetickej premeny jednotlivých druhov prenosu rušňa tzv. „jednej kategórie“, tzn. pôvodného vozidla r. 770(T669) s DC/DC prenosom, modernizovaného r. 773 s AC/DC prenosom a projekčne pripravovaným vozidlom s označením 774AC s plne striedavým prenosom AC/AC. Vzhľadom na zameranie predmetného príspevku, obmedzíme sa iba na tzv. bod menovitého chodu, pre ktorý boli stanovené aj účinnosti jednotlivých uzlov prenosu. Výsledné reťazce pre všetky tri druhy elektrického prenosu rušňa jednej kategórie sú na obr. 6. Vpravo od každého uzla je uvedená vypočítaná, resp. nameraná jeho účinnosť v menovitom bode. Cieľom tejto analýzy okrem iného je aj dokázať užívateľom vozidiel, že akákoľvek vyššia modernizácia rušňov tejto kategórie má zmysel a opodstatnenie vtedy, ak sa dosiahne vyššia účinnosť prenosu a z toho plynúca úspora prvotného paliva. Výsledkom výpočtu je tabuľka č. 4, ktorá uvádza výsledné účinnosti vozidla η_c a účinnosti prenosu výkonu η_{pr} .

Konkrétny výpočet účinnosti prenosov pre jednu „kategóriu“ rušňa ukazuje a potvrdzuje skutočnosť, že najvyššou účinnosťou

of traction converter TM1. The vehicle contains brake resistance of electro-dynamic brake of 100 kW.

The entire electric power equipment includes traction rectifier, traction converter, converter MJN1 and MPP1, MPP2 are placed in a container-like box in size of $1780 \times 595 \times 1400$ mm.

The following table 3 compares some basic features of the previous and renewed traction vehicle:

Table 3

	T211.0	DL2201
Wheel arrangement	B	B
Diesel engine power	118 kW	257 kW
Maximum speed	40 kmh ⁻¹	40 kmh ⁻¹
Weight of fully equipped loco	22 t \pm 3 %	22 t \pm 3 %
Starting tractive effort	55.4 kN	71.7 kN
Continuous tractive effort	25.1 kN	58 kN
Steady speed	9.82 kmh ⁻¹	12 kmh ⁻¹
Tractive effort for Vmax	9.6 kN	18 kN

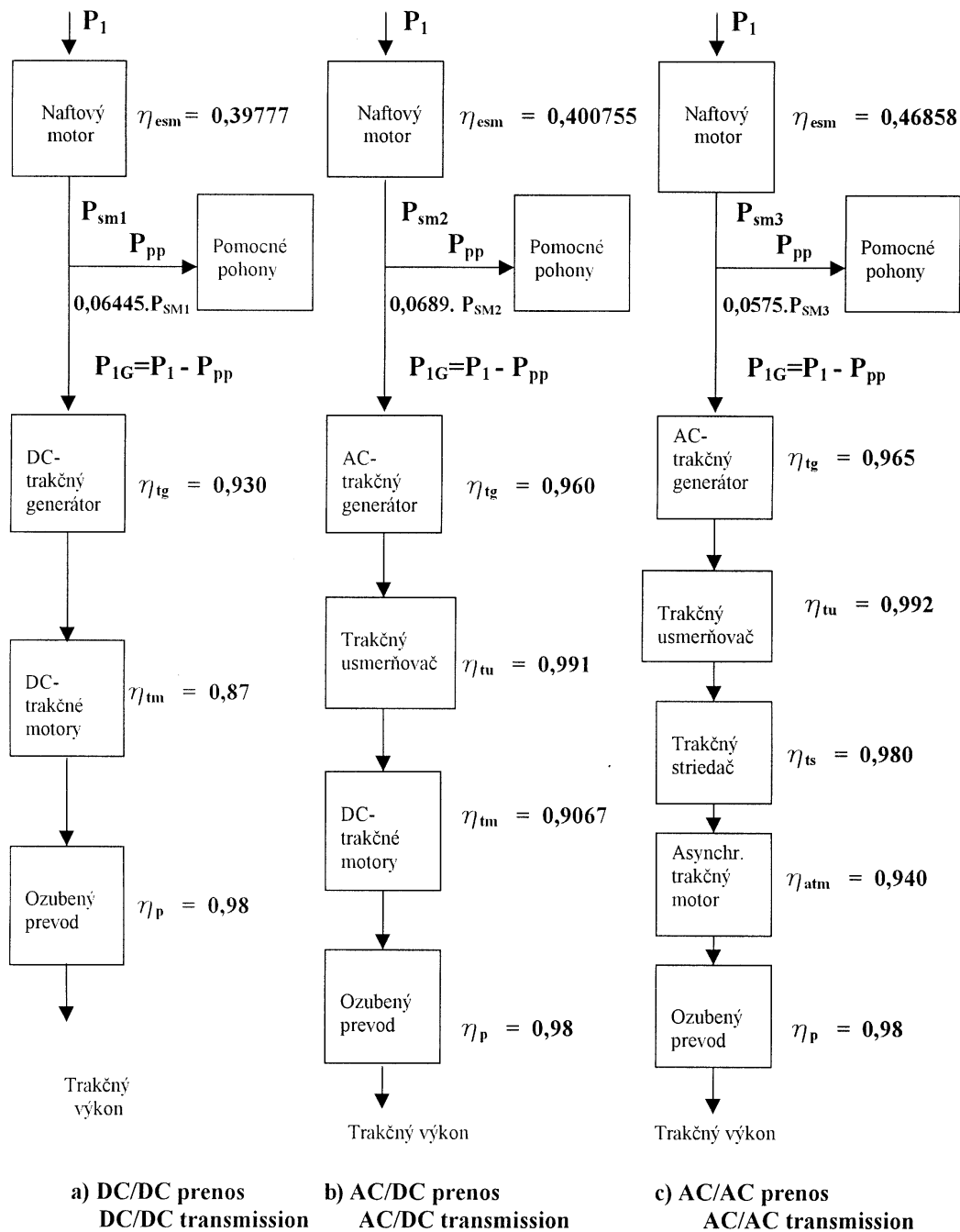
During the process of this paper the assembly of the first prototype was finished and testing of each aggregate of the system has been started.

3. Efficiency comparison of DC/DC - AC/DC - and AC/AC transmission systems of one-category locomotives

The analysis of energetic transformation chains of each type of transmission was done for comparison of their efficiency [6], at the one-category locomotive, original vehicle type 770 (T669) of DC/DC transmission, modernized type 773 with AC/DC transmission and project-prepared vehicle type 774AC. Due to the dedication of this paper, it will just refer to rating point operation, for that the efficiency of aggregate has been settled. All the schemes for all three types of electric transmission of one-category locomotive are depicted in Fig. 6; right to each aggregate, the calculated and/or measured efficiency for rate working point is given.

The aim of this analysis (besides others) is to show vehicle users that any advanced modernization of this category locomotives is necessary in the case if the higher efficiency of the transmission is reached and that means saving of the primary fuel. The resulting calculated efficiencies of vehicle and of power transmission are given in table 4.

The given calculation of the one-category locomotive transmission efficiency shows the real fact that maximum efficiency is presented just by AC/AC power transmission, which is can be reached by:



Obr. 6. Reťazce energetickej premeny na trakčom vozidle r. 770, 773, 774AC s rôznymi druhmi elektrického prenosu výkonu
Fig. 6. Chains of energetic change in the traction vehicle r. 770, 773, 774AC with various kinds of electric power transmission

sa môže prezentovať iba AC/AC prenos výkonu, ktorý je dosiahnuteľný:

- aplikáciou spaľovacieho motora s nízkou mernou spotrebou paliva, umocňovanou nízkymi emisnými limitmi;
- inštaláciou elektrických agregátov prevažne striedavého typu a polovodičových zariadení s výrazne vyššou prevádzkovou účinnosťou (ktorá musí byť požadovaná od jednotlivých dodávateľov);

- application of combustion motor with low specific fuel consumption requested by low emission limits;
- installment of electric aggregates, mostly of AC type and semiconductor equipment with highly higher operational efficiency (which must be required for individual suppliers);
- design and realization of fully electric auxiliary drives denoted by higher efficiency.

- návrhom a realizáciou plne elektrických pomocných pohonov vyznačujúcich sa vyššou účinnosťou.

Tab. 4

Druh prenosu	DC/DC	AC/DC	AC/AC
Účinnosť vozidla η_c	0,2951	0,3154	0,3817
Účinnosť prenosu výkonu η_{pr}	0,7929	0,8453	0,86421

Ďalšou analýzou v [6] zameranou na pomer merných spotrieb paliva pre rôzne druhy elektrického prenosu sme zistili výsledok, ktorý je uvedený v nasledujúcej tabuľke č. 5 (spotreba DC/DC prenosu je vzatá ako jednotková):

Tab. 5

Druh prenosu	DC/DC	AC/DC	AC/AC
Merná spotreba $[q/q_{DC}]$	1	0,9311	0,7788

Výčíslenie úspor pohonných hmôt už iba zvýrazní rozdiel medzi jednotlivými druhmi prenosu značnou prevahou v prospech AC/AC prenosu.

Abý bolo možné dokumentovať túto úsporu, sledovali sme ju v prevádzke RD Zvolen na 5-tich kusoch modernizovaných rušňov r. 773, postupne nasadzovaných do užívania od 5/1999 do 7/2000 [7]. Za toto obdobie najazdili rušne celkom 187 445 km a prepravili 81 471 477 tkm pri celkovej spotrebe 582 950 l nafty, čo zodpovedá priemernej mernej spotrebe $q = 7,1553$ l/103 tkm. Paralelne bola sledovaná merná spotreba na vozidlách r. 770 a 771 (s prvotným DC/DC prenosom). Za rovnaké obdobie - 5/99 - 7/00 vozidlo r. 770 dosiahlo mernú spotrebu $q_{770} = 11,085$ l/10³ tkm a u vozidla r. 771 bolo $q = 9,42$ l/10³ tkm. Potom pomer

$$\frac{q_{773}}{q_{771}} = 0.64537, \text{ resp. } 64.5 \%$$

$$\text{a } \frac{q_{773}}{q_{771}} = 0.7594, \text{ resp. } 74.94 \%$$

Praktické úspory paliva v prevádzke sú teda ešte vyššie, než vyplývajú z rozboru reťazca účinností (čo možno vysvetliť nižšou súčasnosťou využitia elektrických pomocných pohonov a rekuperačným spôsobom zoslabovania budenia). Experimentálne overenie a porovnanie AC/AC prenosu voči DC/DC, resp. AC/DC zatiaľ nebolo možné realizovať, pretože takéto vozidlo nebolo ešte v podmienkach slovenskej firmy resp. ŽSR realizované (pripravuje sa). *Rozhodujúcou skutočnosťou zostáva, že potreba a opodstatnenosť ďalších modernizácií už len vo väzbe na výrazné zníženie mernej spotreby prvotného paliva rušňov tejto kategórie je preukázateľná a ekonomicky výhodná.*

4. Záver

Cieľom predchádzajúcich kapitol bolo podať určitú širšiu informáciu o prístupe k modernizáciám vybranej kategórie rušňov s jednotlivými druhmi prenosu výkonu. Príspevok sa obmedzil jednak na popis definitívnych riešení, ktoré boli výrobné overené a sú už

Table 4

Type of transmission	DC/DC	AC/DC	AC/AC
Vehicle efficiency η_c	0.2951	0.3154	0.3817
Efficiency of power transmission η_{pr}	0.7929	0.8453	0.86421

Further analysis [6] has been focused on the relation of specific fuel consumption depending on various types of electric transmission. The result found is given in table 5 (consumption of DC/DC transmission is taken as unity one):

Table 5

Type of transmission	DC/DC	AC/DC	AC/AC
Specific consumption $[q/q_{DC}]$	1	0.9311	0.7788

Calculation of fuel savings will make bigger differences between the types of transmissions advantageous for AC/AC transmission. As evidence of these savings, five modernized locomotives series of 773 in operation unit of RD Zvolen have been watched. The locomotives were in operation from May 1999 to July 2000 [7]. During this time they all ran at 187 445 km and have transferred 81 471 477 tkm at total consumption of 582 959 liters of petrol (diesel oil) and specific consumption of 7.1553 litres/10³ tkm. In this time specific consumption of vehicles of 770- and 771 series with original DC/DC transmission was watched. The specific consumption of vehicle of 770 series was 11.085 litres/10³ tkm and 9.42 litres/103 tkm of 771 series vehicle, for the same time. Thus, the relations between individual consumption of the vehicles are as follows:

$$\frac{q_{773}}{q_{771}} = 0.64537, \text{ resp. } 64.5 \%$$

$$\text{and } \frac{q_{773}}{q_{771}} = 0.7594, \text{ resp. } 74.94 \%$$

The actual savings in real operation will be even higher as mentioned, due to smaller simultaneous acting of auxiliary drives and regenerative manner of the field weakening of the motors. The experimental verification and comparison of AC/AC transmission against DC/DC- and AC/DC ones have not been yet realized because such a vehicle is not produced by Slovak firms and Slovak Railways (ŽSR), so far, but it is being prepared for the near future. The definite matter of fact is still that necessity and reasonability of further modernizations are evident and economically advantageous due to decreasing of specific consumption of primary fuel at locomotives of this category.

4. Conclusions

The aim of previous chapters has been to announce certain information regarding an approach of modernization of the chosen category of locomotives with individual types of power transmission. The paper has been concentrated on the description of defi-

dlhšiu dobu v prevádzke, a tiež na pripravované – projektovo uzatvorené riešenia s plne striedavým prenosom. Opodstatnenosť a ekonomická efektívnosť modernizácií na AC/DC a AC/AC prenos je dokladovaná stanovením účinnosti jednotlivých prenosov a preukázateľnými úsporami paliva.

Je samozrejmé, že návrh výzbroje pre AC/AC prenos je zložitá vývojovo-projekčná a experimentálna úloha, úskaliami ktorej nie je možno ozrejmiť v jednom príspevku a mohli by byť námetom pre ďalšie práce a ďalšie príspevky. Z hľadiska ďalších prác a ďalšieho smerovania a zdokonaľovania kompletných výzbrojí je potrebné riešiť optimalizáciu parametrov synchrónneho generátora, obvodovo a konštrukčne zdokonaľiť trakčné frekvenčné meniče a optimalizovať návrh a konštrukciu trakčného asynchrónneho motora vo väzbe na garantovanie momentov pri vyšších frekvenciách. Úplne samostatnou problematikou, o ktorej sme sa v príspevku nezmienili, je celková koncepcia riadiaceho systému vozidla, jeho štruktúra, vlastnosti a pod. Tieto a ďalšie úlohy sú v súčasnosti predmetom riešenia ako v EVPÚ, a.s. Nová Dubnica, tak aj iných tuzemských a zahraničných firmách a inštitúciách.

Podakovanie:

Tento príspevok vznikol na základe podpory Ministerstva hospodárstva SR v rámci riešenia VTP projektu č. 98-573-V01.

Literatúra – References

- [1] JANSA, F.: *Vehicles for Independent Traction* (in Czech). NADAS Publisher, Prague (Cz.R.), 1987
- [2] KUČHTA, J.: *Conception of Electric Equipment of Modernised Locomotive of Series No. 773* (in Slovak). Proc. of PRORAIL '99 International Conf., Žilina (SR), 1999, pp. 277-283
- [3] MILO, P. – HUPIAN, P.: *Results of Modernising Activities of ŽOS Zvolen* (in Slovak). In: Proc. of PRORAIL '99 International Conf., Žilina (SR), 1999, pp. 361-369
- [4] TEICH, W.: *Diesel-Electric Locomotive with BBC Ring-less Induction Motors* (in German). Electric Railways (Elektrische Bahnen), 1972, No. 4
- [5] KINZEL, W.: *The Blue Tiger – a Modern Diesel Locomotive Family for World Market* (in German). ETR 47 (1998), H. 2 -, pp. 125-131
- [6] KUČHTA, J.: *Energetic Efficiency Analysis for DC/DC, AC/DC- and AC/AC Transmission Systems* (in Slovak). Research Report No. V009/2000of EVPÚ Research Institute for the VTP project No. 98-573-V-01, Nová Dubnica, 2000
- [7] ČERVENKA P., CHUDÍK S.: *Assessment of the locomotive 773 running test*. Division of GR ŽSR č. 331/2000-0414, Bratislava, 8/2000

nitive solutions, which are verified in production and operation, and on prepared and designed solutions of the projects for full AC transmission. Reasonability and economical effectiveness of modernization of AC/DC- and AC/AC transmission is verified by settling of efficiency for individual transmissions and by evident savings of fuel.

It's clear that design of vehicle equipment with AC/AC transmission is rather complex developing project task, which problems is not possible to explain in such a short paper and they are as themes for the future works. Regarding to those and to further aimed and advanced complex equipment there is to solve the optimization of parameters of a synchronous generator, improvement of circuit and construction of traction frequency converter. It is also important to optimize the design and construction of traction motor regarding to high torque at higher frequencies. Quite separate problematic and not mentioned in the paper, it is question of whole conception of vehicle control system, its structure, properties and so on. Such- and further similar tasks are at present the subject of solution in EVPÚ,a.s.,Nova Dubnica and also in other Slovak and foreign companies and institutions.

Acknowledge

Ministry of Economy of Slovak Republic has supported this contribution within the frame of the VTP project No. 98-573-V01.

Bohuš Leitner *

STOCHASTICKÉ ČASOVÉ RADY A MOŽNOSTI ICH VYUŽITIA PRI URČOVANÍ VYBRANÝCH MODÁLNYCH CHARAKTERISTÍK MECHANICKÝCH KONŠTRUKCIÍ

STOCHASTIC TIME SERIES AND POSSIBILITIES OF THEIR USE FOR SELECTED MODAL CHARACTERISTICS DETERMINATION OF MECHANICAL STRUCTURES

Príspevok je venovaný možnosti využitia matematického aparátu teórie stochastických časových postupností k popisu a modelovaniu stochastických dynamických systémov so zvláštnym zameraním na systémy mechanické. Jeho cieľom je stručne charakterizovať základné pojmy a vzťahy matematického aparátu teórie stochastických časových radov, popis algoritmu určenia štatisticky adekvátneho diskrétno-ho modelu stochastického dynamického systému, odvodenie súvislostí medzi parametrami diskrétnych a spojitých modelov a naznačenie možnosti aplikácie uvedeného prístupu pri určovaní niektorých modálnych charakteristík mechanických konštrukcií.

1. Úvod

Jedným z možných spôsobov analýzy komplexných dynamických systémov, bez straty presnosti a bez nutnosti použitia komplikovaného matematického aparátu, je pozorovanie systému počas jeho činnosti a využitie ním produkovaných údajov k jeho analýze. Takto analyzované systémy nazývame *dátami určené systémy (DUS)*. To znamená, že nepotrebujeme vedieť nič o štruktúre systému a všetky závery a výsledky sú založené iba na pozorovaných hodnotách.

Údajmi určené systémy sú prezentované súbormi výstupných spojitých signálov, ktorých diskretizáciou s konštantným intervalom diskretizácie možno získať postupnosť údajov (hodnôt), ktorá predstavuje podklad pre popis a analýzu skúmaného systému. Pritom hlavným cieľom je získanie možnosti predikcie a ovplyvnenia správania sa systému, čo môže predstavovať jednoduchú prevenciu, aby sa systém nedostal do neželateľného stavu [1].

K popisu DUS je možné s výhodou využiť *autoregresné modely s kľavými priemermi tzv. ARMA modely*. Ich výhodou sú hlavne precízne formulované štatistické kritériá a pomerne jednoduchý matematický aparát štatistickej regresnej analýzy a testovania štatistických hypotéz. Ich nevýhodou je komplikovanosť programov identifikácie aj napriek ich jednoduchému matematickému aparátu a teda ich náročnosť na počítačový čas. Preto sú vhodné iba k off-line identifikácii a modelovaniu dynamických systémov a ich

The paper deals with the possibilities of using mathematical apparatus of a stochastic time series for stochastic systems description and modeling, especially mechanical ones. Its purpose is to briefly characterise fundamental terms and equations of mathematical apparatus of time series, to describe the algorithm of a statistically adequate discrete model of a stochastically dynamic system to develop relationship between parameters of discrete and continuous models and to show some possibilities of developed strategy applications for solution of selected modal characteristics of mechanical structures.

1. Introduction

One possible way of complex systems analysis without loss of accuracy and without necessity of complicated mathematical apparatus utilisation is the observation of a system during its work and utilisation of produced data to its analyses. We call such an analysed system *Data Dependent Systems (DDS)*. It means that we do not need to know anything about composition of the system and all analysis and conclusions are made just based on the observed system output.

Data Dependent Systems are represented by sets of continuous output signals gets a series of data (values) which forms a base for description and analysis of the investigated system. The main goal is to get a possibility of system behaviour forecasting and eventually influencing its behaviour not to get the system in any unwanted state [1].

For a description of DDS, one can use *AutoRegressive Moving Average Models - ARMA models*. Their advantages are precisely formulated statistical criteria and relatively simple mathematical apparatus of statistical regressive analysis and testing of statistical hypothesis. Their disadvantages are complications of identification procedures and time-consuming computer calculations despite relatively simple mathematical apparatus. Therefore, they are suitable only for off-line dynamic systems identification and modell-

* Bohuš Leitner, M.S.

Faculty of Special Engineering, University of Žilina, 1. mája 32 / B-27, SK-01026 Žilina, Slovakia,
Tel.: ++421-89-7633320, 5620477, E-mail: leitner@fsi.utc.sk

hlavná aplikácia pri predpovedaní stavov dynamického systému v budúcnosti je možná iba pri systémoch stacionárnych, pri ktorých sa charakter systému s časom nemení.

V úvodnej kapitole príspevku sú uvedené základné pojmy, vzťahy a charakteristiky teórie stochastických časových postupností, ako aj súvislosti s častejšie využívaným aparátom autokorelačných funkcií a spektrálnej analýzy. Tretia kapitola je venovaná algoritmu určenia štatisticky adekvátneho modelu zadanej časovej postupnosti a podmienkam posúdenia adekvátnosti rádu ARMA modelu. Vo štvrtjej kapitole je na jednoduchšej mechanickej sústave demonštrované odvodenie súvislosti medzi parametrami diskretných a spojitých modelov a zovšeobecnenie zistených závislostí. V poslednej kapitole je stručne naznačená možnosť využitia uvedeného teoretického prístupu k určovaniu vlastných frekvencií, relatívnych tlmení a tvarov kmitov častí mechanických konštrukcií.

2. Základné pojmy a vzťahy

Základnou myšlienkou autoregresného vyjadrenia diskretného stacionárneho stochastického procesu (obr. 1.) je vyjadrenie závislosti každej okamžitej hodnoty procesu X_t , nie ako funkcie času, ale ako funkcie hodnôt predchádzajúcich [2].

Najjednoduchším typom závislosti je potom lineárna závislosť okamžitých hodnôt X_t od hodnôt bezprostredne predchádzajúcich X_{t-1} typu

$$X_t = a_1 \cdot X_{t-1} + \epsilon_t, \quad (1)$$

ktorá popisuje tzv. *autoregresný model 1. rádu*, označovaný ďalej AR(1).

Skutočne, ak sa vynesie do grafu (obr. 2) závislosť $X_t = f(X_{t-1})$ pre priebeh procesu z obr. 1, je z priebehu hodnôt zrejмый lineárny trend. To znamená, že mieru závislosti - a_1 súčasných hodnôt X_t od hodnôt predchádzajúcich X_{t-1} možno určiť aplikáciou metódy najmenších štvorcov, minimalizujúcou súčet štvorcov odchýlok.

Tento prístup je možné zovšeobecniť na závislosť hodnôt X_t od predchádzajúcich n hodnôt, ktorú popisuje *autoregresný model n-tého rádu* - AR(n) v tvare:

ing and their main application - forecasting of dynamic system behaviour is suitable just for stationary systems, which do not change their parameters with time.

In the opening chapter of the paper the principal terms, relationships and characteristics of time series theory are introduced as well as some coherence to the better known apparatus of autocorrelation functions and power spectral density. The third chapter deals with an algorithm of a statistically adequate order of given time series and with conditions of tests of adequate ARMA model order. The fourth chapter shows an example of the simplest mechanical dynamic system to characterise the relationships between parameters of discrete and continuous models and their abstraction. Possibility of proposed method utilization is shown in the last chapter. It concerns mode informations as natural frequencies, relative dampings and mode structures of tested mechanical structures.

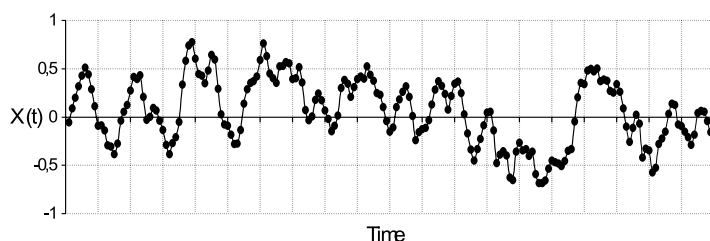
2. Principal conceptions and relationships

The principal idea of an autoregressive expression of a discrete stationary stochastic process (Fig. 1) is to express dependence of each immediate value of process X_t , not as a function of time but as a function of former values [2].

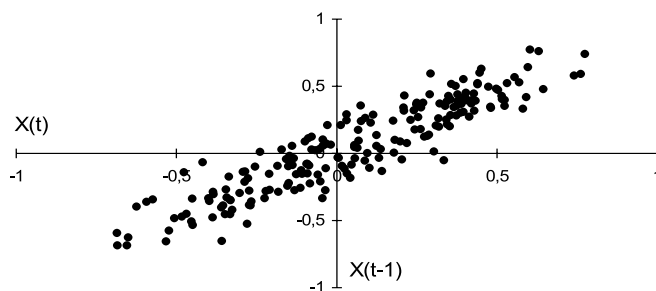
Therefore, the simplest type of dependence will be the linear dependence of immediate values X_t on immediate previous values X_{t-1} of type

$$X_t = a_1 \cdot X_{t-1} + \epsilon_t, \quad (1)$$

which describes a so called *autoregressive model of 1st order*, next signed AR(1).



Obr. 1. Príklad diskretizovaného stacionárneho stochastického procesu
Fig. 1. An example of discrete stationary stochastic process



Obr. 2. Priebeh závislosti $X_t = f(X_{t-1})$
Fig. 2. The course of dependence of $X_t = f(X_{t-1})$

Really, if one tries to express dependence (Fig. 1) $X_t = f(X_{t-1})$ graphically jets clear linear trend (Fig. 2). It means that measure a_1 of dependence of immediate values X_t a proceeding ones X_{t-1} can be determined using a linear least square procedure which minimises the sum of deviation squares.

This approach can be generalised by dependence of immediate X_t values on former n values, which can be described as *autoregressive model of n-th orders* - AR(n) as

$$X_t = a_1 \cdot X_{t-1} + a_2 \cdot X_{t-2} + \dots + a_n \cdot X_{t-n} + \epsilon_t. \quad (2)$$

Základným predpokladom pre adekvátnosť modelov AR(n) je štatistická nezávislosť náhodných odchýlok ϵ_t , ktoré musia vytvárať nekorelovanú postupnosť. V prípade, že tento predpoklad splnený nie je a platí, že ϵ_t je závislé od $\epsilon_{t-1}, \epsilon_{t-2}, \dots$ modely čisto autoregresné prechádzajú do tzv. modelov *autoregresných s kľzavým priemerom* - ARMA(n,m). Modelmi ARMA je možné vyjadriť podstatne komplexnejší charakter vnútorných závislostí procesu a ako ukážeme v ďalšom, ich parametre majú úzky súvis s fyzikálnymi princípmi skúmaných procesov [2],[5].

Všeobecným typom ARMA závislosti je model n -tého rádu v autoregresnej časti a $(n-1)$ rádu v časti kľzavého priemeru - ARMA(n,n-1) popísaný vzťahom

$$X_t - a_1 \cdot X_{t-1} - a_2 \cdot X_{t-2} - \dots - a_n \cdot X_{t-n} = \epsilon_t - b_1 \cdot \epsilon_{t-1} - b_2 \cdot \epsilon_{t-2} - \dots - b_{n-1} \cdot \epsilon_{t-n+1}, \quad (3)$$

pre ktorý sa predpokladá, že reziduálne odchýlky ϵ_t majú normálne rozdelenie s nulovou strednou hodnotou a disperziou σ_ϵ^2 tzn. ($\epsilon_t \approx N(0, \sigma_\epsilon^2)$).

Základnými charakteristikami ARMA modelov je *funkcia impulznej odozvy* tzv. Greenova funkcia, pomocou ktorej je možné vyjadriť podmienky stability modelov a *inverzná funkcia*, ktorá popisuje dynamiku modelu vyjadrením vplyvu minulých hodnôt procesu na súčasné [7].

Pre ich jednoduchšie vyjadrenie je výhodné zaviesť tzv. *operátor spätného posunutia B*, vo všeobecnom tvare definovaný ako

$$B \cdot X_t = X_{t-1}, \quad \text{príp.} \quad B^j \cdot X_t = X_{t-j}$$

a využitím ktorého je možné prepísať všeobecný ARMA(n,n-1) model z rovnice (3) na tvar

$$(1 - a_1 \cdot B - a_2 \cdot B^2 - \dots - a_n \cdot B^n) \cdot X_t = (1 - b_1 \cdot B - b_2 \cdot B^2 - \dots - b_{n-1} \cdot B^{n-1}) \cdot \epsilon_t. \quad (4)$$

Greenova funkcia G_j diferenčnej rovnice (4) slúži k vyjadreniu hodnôt procesu X_t ako lineárnej kombinácie odchýlok ϵ_t

$$X_t = \sum_{j=0}^{\infty} G_j \cdot \epsilon_{t-j} = \left(\sum_{j=0}^{\infty} G_j \cdot B^j \right) \cdot \epsilon_t = (G_0 + G_1 \cdot B + G_2 \cdot B^2 + \dots) \cdot \epsilon_t. \quad (5)$$

Podobne možno vyjadriť X_t ako lineárnu kombináciu hodnôt predchádzajúcich. Funkciu koeficientov I_j v tomto rozklade voláme „*inverzná funkcia*“ a je definovaná ako

$$X_t = \sum_{j=1}^{\infty} (I_j \cdot X_{t-j}) + \epsilon_t = I_1 \cdot X_{t-1} + I_2 \cdot X_{t-2} + \dots + I_q \cdot X_{t-q} + \epsilon_t, \quad \text{príp.} \quad \epsilon_t = (1 - I_1 \cdot B - I_2 \cdot B^2 - \dots) \cdot X_t \quad (6)$$

Podmienka stability modelu ARMA(n,n-1) je všeobecne v tvare $|\lambda_k| < 1$, pre $k = 1, 2, \dots, n$ a kde λ_k sú korene charakteristickej rovnice ľavej strany vzťahu (3) v tvare

$$\lambda^n - a_1 \cdot \lambda^{n-1} - a_2 \cdot \lambda^{n-2} - \dots - a_n = 0. \quad (7)$$

$$X_t = a_1 \cdot X_{t-1} + a_2 \cdot X_{t-2} + \dots + a_n \cdot X_{t-n} + \epsilon_t. \quad (2)$$

The basic presumption of the adequacy of AR (n) model is the independence of stochastic values ϵ_t , which must form an independent series. If this presumption does not apply, it means that ϵ_t depends on $\epsilon_{t-1}, \epsilon_{t-2}, \dots$ etc. The pure autoregressive models change to *Autoregressive Moving Average Models - ARMA*, generally of (n, m) order. With the use of ARMA models one can express more complex types of internal dependencies, and as it will be shown further, their parameters have a very narrow dependence on the physical principal of followed processes [2], [5].

A general type of ARMA dependence is a model of n -th order in an autoregressive part and $(n-1)$ -th order in moving average part - ARMA (n, n-1) described by

one can suppose, that residual deviations ϵ_t are of normal distribution of probability with zero mean and dispersion of σ_ϵ^2 ($\epsilon_t \approx N(0, \sigma_\epsilon^2)$).

The basic characteristics of ARMA models are *impulse response function* - so called *Greens function* which can express conditions of stability of models and *inverse function* describing dynamics of models by expression of influence of former values of the process on the present ones [7].

To express it more simply we can introduce a *back shift operator B* in general mode defined as

$$B \cdot X_t = X_{t-1}, \quad \text{or} \quad B^j \cdot X_t = X_{t-j}$$

and using this the general ARMA (n, n-1) model form from equation (3) gets the form

Greens function G_j of difference equation (4) can be used to express values of X_t as a linear combination of deviations of ϵ_t as

Similarly, the value of X_t can be expressed as a linear combination of former values. Function of coefficients I_j in this expression is called „*inverse function*“ which is defined as

The condition of stability of ARMA (n, n-1) is generally in form $|\lambda_k| < 1$, for $k = 1, 2, \dots, n$ where λ_k are roots of characteristic equation on the left-hand side of equation (3) in the form of

$$\lambda^n - a_1 \cdot \lambda^{n-1} - a_2 \cdot \lambda^{n-2} - \dots - a_n = 0. \quad (7)$$

Podobne podmienka invertibility je definovaná v tvare $|v_k| < 1$, pre $k = 1, 2, \dots, n-1$ a kde v_k sú korene charakteristickej rovnice pravej strany vzťahu (3) v tvare

$$v^{n-1} - b_1 \cdot v^{n-2} - \dots - b_{n-1} = 0. \quad (8)$$

Prostredníctvom Greenovej funkcie možno odvodiť implicitné vyjadrenie diskretných hodnôt autokorelačnej funkcie (AKF) všeobecného ARMA(n,n-1) modelu v tvare [3], [5]

$$\begin{aligned} R_0 &= a_1 \cdot R_1 + a_2 \cdot R_2 + \dots + a_n \cdot R_n + (1 - b_1 \cdot G_1 - b_2 \cdot G_2 - \dots - b_{n-1} \cdot G_{n-1}) \cdot \sigma_\epsilon^2 \\ R_0 &= a_1 \cdot R_0 + a_2 \cdot R_1 + \dots + a_n \cdot R_{n-1} + (-b_1 - b_2 \cdot G_2 - \dots - b_{n-1} \cdot G_{n-1}) \cdot \sigma_\epsilon^2 \\ &\vdots \\ R_{n-1} &= a_1 \cdot R_{n-2} + a_2 \cdot R_{n-3} + \dots + a_n \cdot R_1 - b_{n-1} \cdot \sigma_\epsilon^2 \\ R_k &= a_1 \cdot R_{k-1} + a_2 \cdot R_{k-2} + \dots + a_n \cdot R_{k-n} \end{aligned} \quad \text{for } k \geq n \quad (9)$$

Spektrálnu výkonovú hustotu (SVH) potom možno určiť známym spôsobom ako Fourierovu transformáciu AKF, alebo jednoduchším spôsobom priamo zo vzťahu [4]

$$S(\omega) = \sigma_\epsilon^2 \cdot \frac{(\epsilon^{i \cdot (n-1)} \cdot \omega - b_1 \cdot \epsilon^{i \cdot (n-2)} \cdot \omega - \dots - b_{n-1})^2}{(\epsilon^{i \cdot n} \cdot \omega - a_1 \cdot \epsilon^{i \cdot (n-1)} \cdot \omega - \dots - a_n)^2}, \quad (10)$$

ktorý platí pre ω v intervale $[(-\pi/\Delta t) \leq \omega \leq (+\pi/\Delta t)]$, kde Δt je interval vzorkovania.

Vhodnejší odhad spektra cez celé frekvenčné pásmo je taktiež možné získať z modelu spojitého, ako je ukázané napr. v [5].

3. Algoritmus určenia štatisticky adekvátneho diskretného modelu

V súlade so závermi predchádzajúcej kapitoly je možné si za cieľ identifikácie stanoviť určenie rádu n štatisticky adekvátneho modelu ARMA (n, n-1), výpočet koeficientov ľavej a pravej strany rovnice ($a_1, a_2, \dots, a_n, b_1, b_2, \dots, b_{n-1}$) a súčet štvorcov reziduálnych odchýlok $\sum \epsilon_i^2$ príp. ich rozptylu σ_ϵ^2 .

Vzhľadom na potrebu rekurentného určovania odchýlok ϵ_i od počiatku je výsledný vzťah z hľadiska koeficientov nelineárny a preto je potrebné k ich určeniu aplikovať *nelineárnu metódu najmenších štvorcov*, založenú na niektorom z iteračných postupov určenia minima súčtu štvorcov odchýlok. Zvláštny prípad identifikácie tvoria čisto autoregresné modely typu AR(n), pretože pre určenie ich parametrov je vhodná *lineárna metóda najmenších štvorcov*. Hľadaný vektor koeficientov $a = [a_1, a_2, \dots, a_n]^T$ autoregresného modelu AR(n) sa určí ako riešenie sústavy rovníc

$$S \cdot a = T, \quad (11)$$

kde $S = X^T \cdot X$ a $T = X^T \cdot Y$, pričom

$$X = \begin{bmatrix} X_n & X_{n-1} & \dots & X_1 \\ X_{n+1} & X_n & \dots & X_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ X_{N-1} & X_{N-2} & \dots & X_{N-n} \end{bmatrix}, \quad Y = \begin{bmatrix} X_{n+1} \\ X_{n+2} \\ \vdots \\ X_N \end{bmatrix},$$

Similarly, we can define a condition of invertibility in form $|v_k| < 1$, for $k = 1, 2, \dots, n-1$ where v_k are roots of characteristic equation on the right-hand side of relationship (3) in form of

$$v^{n-1} - b_1 \cdot v^{n-2} - \dots - b_{n-1} = 0. \quad (8)$$

Using Greens function one can develop an implicit expression of discrete values of autocorrelation function (ACF), which becomes the form [3], [5] of

Power spectral density (PSD) can be determined using Fourier transform of ACF or in a simpler way, directly [4] from the formula

$$S(\omega) = \sigma_\epsilon^2 \cdot \frac{(\epsilon^{i \cdot (n-1)} \cdot \omega - b_1 \cdot \epsilon^{i \cdot (n-2)} \cdot \omega - \dots - b_{n-1})^2}{(\epsilon^{i \cdot n} \cdot \omega - a_1 \cdot \epsilon^{i \cdot (n-1)} \cdot \omega - \dots - a_n)^2}, \quad (10)$$

which holds for ω in interval $[(-\pi/\Delta t) \leq \omega \leq (+\pi/\Delta t)]$, where Δt is a sampling interval.

One can get a better estimate of power spectra through the whole frequency band from continues model as it is shown in [5].

3. Algorithm of statistically adequate discrete model determination

As indicated in the former chapter, the aim of identification is to determine order n of statistically adequate model ARMA (n, n-1), coefficients on the left and right-hand side ($a_1, a_2, \dots, a_n, b_1, b_2, \dots, b_{n-1}$) and sum of squares of residual deviations $\sum \epsilon_i^2$ (or their dispersion σ_ϵ^2).

Because of the necessity of recurrent determination of deviations ϵ_i from the start, the result is from the point of view of non-linear coefficients. It is necessary to apply a non-linear least square procedure looking in interactive steps for the minimum of sum of squares. A special case of identification, therefore, forms pure autoregressive models of n -th orders AR(n) because determination of its parameters a linear least squares procedure is suitable.

One gets the searched vector of coefficients $a = [a_1, a_2, \dots, a_n]^T$ of AR(n) model as a solution of matrix equation

$$S \cdot a = T, \quad (11)$$

where $S = X^T \cdot X$ and $T = X^T \cdot Y$, while

$$X = \begin{bmatrix} X_n & X_{n-1} & \dots & X_1 \\ X_{n+1} & X_n & \dots & X_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ X_{N-1} & X_{N-2} & \dots & X_{N-n} \end{bmatrix}, \quad Y = \begin{bmatrix} X_{n+1} \\ X_{n+2} \\ \vdots \\ X_N \end{bmatrix},$$

kde N je počet hodnôt postupnosti. Hľadaný rozptyl σ_ϵ^2 sa potom určí pomocou výrazu

$$\sigma_\epsilon^2 = \frac{1}{N-n} \cdot \sum_{t=n+1}^N (X_t - a_1 \cdot X_{t-1} - a_2 \cdot X_{t-2} - \dots - a_n \cdot X_{t-n})^2 = \frac{1}{(N-n)} \sum_{t=n+1}^N \epsilon_t^2. \quad (12)$$

Ďalší postup pri identifikácii, tzn. určenie optimálneho rádu n modelu AR(n), je potom analogický ako pri všeobecných modeloch ARMA ($n, n-1$) a je popísaný v ďalšom, príp. v [4].

3.1 Určenie počiatočného odhadu parametrov

Hlavným problémom pri riešení efektívneho algoritmu identifikácie modelu ARMA ($n, n-1$) je počiatočný odhad parametrov modelu $(a_1, a_2, \dots, a_n)^{(0)}, (b_1, b_2, \dots, b_{n-1})^{(0)}$ tak, aby bola zabezpečená konvergencia použitej iteračnej metódy ich spresňovania a aby potrebný počet iteračných krokov nebol príliš vysoký.

Z viacerých preverovaných metód [5] sa najefektívnejšou ukázala metóda založená na vyjadrení inverznej funkcie. Vzťahy pre vektory koeficientov sú lineárne pre každý typ modelu ARMA ($n, n-1$). Ak teda vyjadríme všeobecný model ARMA ($n, n-1$) v operátorovom tvare (4) a za ϵ_t dosadíme v súlade s definíciou inverznej funkcie $\epsilon_t = (1 - I_1 \cdot B - I_2 \cdot B^2 - \dots) \cdot X_t$, potom z rovnosti operátorov vyplýva sústava rovníc

$$\begin{aligned} a_1 &= b_1 + I_1 \\ a_2 &= b_2 - b_1 \cdot I_1 + I_2 \\ a_3 &= b_3 - b_1 \cdot I_2 + b_2 \cdot I_1 + I_3 \\ &\vdots \\ a_j &= b_j - b_1 \cdot I_{j-1} + b_2 \cdot I_{j-2} + \dots + b_{j-1} \cdot I_1 + I_j \end{aligned} \quad (13)$$

pre všetky j a za predpokladu, že $b_j = 0$ pre ($j > n-1$) a $a_j = 0$ pre ($j > n$) pre model ARMA($n, n-1$). Pre ($j > n$) potom platí vzťah

$$(1 - b_1 \cdot B - b_2 \cdot B^2 - \dots - b_{n-1} \cdot B^{n-1}) \cdot I_j = 0. \quad (14)$$

Z toho vyplýva, že z rovníc (13) a (14) je možné určiť parametre a_j a b_j , ak sú známe hodnoty inverzných funkcií I_j . K ich určeniu je možné využiť čistý autoregresný model, pre ktorý zo sústavy rovníc (13) platí $I_j = a_j$, pre $j = 1, 2, \dots, p$ a $I_j = 0$, pre $j > p$.

Postup určenia počiatočného odhadu parametrov a, b všeobecného ARMA($n, n-1$) modelu je potom nasledovný:

- určenie parametrov a_j modelu AR(p) pre $p = 2 \cdot n - 1$ a tým aj hodnôt inverzných funkcií $I_1, I_2, \dots, I_{2n-1}$,
- určenie vektora parametrov kľzavého priemeru b_j zo sústavy lineárnych rovníc získaných rozpísaním rovnice (14) pre $j = n+1, n+2, \dots, 2n-1$,
- určenie vektora autoregresných parametrov a_j dosadením za parametre kľzavého priemeru b_j do sústavy rovníc (13).

3.2 Kritérium adekvátnosti modelu ARMA ($n, n-1$)

Na posúdenie adekvátnosti zvoleného rádu n ARMA modelu (príp. AR modelu) bol zvolený postup *štatistického testovania*

where N is length of time series. Searched dispersion σ_ϵ^2 can be found as

Further steps in an identification procedure (determination of an optimum order n of AR(n) model) are similar to that of general ARMA($n, n-1$) model, which is shown in the next chapter or in [4].

3.1 Determination of starting guess of parameters

The problem in the solution of effective identification algorithm of ARMA ($n, n-1$) model is the guessing of $(a_1, a_2, \dots, a_n)^{(0)}, (b_1, b_2, \dots, b_{n-1})^{(0)}$ values to ensure convergence of the used iterative method and not too big a number of iterative steps.

Far best of the tested methods [5] is the one based on expression of the inverse function. These formulas are then linear for each type of ARMA ($n, n-1$) model. Using general ARMA ($n, n-1$) in operator form (4) and for ϵ_t 's giving such a definition of inverse function $\epsilon_t = (1 - I_1 \cdot B - I_2 \cdot B^2 - \dots) \cdot X_t$, comparing values by same powers of operators one gets system of equations as

$$\begin{aligned} a_1 &= b_1 + I_1 \\ a_2 &= b_2 - b_1 \cdot I_1 + I_2 \\ a_3 &= b_3 - b_1 \cdot I_2 + b_2 \cdot I_1 + I_3 \\ &\vdots \\ a_j &= b_j - b_1 \cdot I_{j-1} + b_2 \cdot I_{j-2} + \dots + b_{j-1} \cdot I_1 + I_j \end{aligned} \quad (13)$$

which holds for each j , knowing, that $b_j = 0$ for ($j > n-1$) and $a_j = 0$ for ($j > n$) for ARMA ($n, n-1$) model. Then for ($j > n$) is

$$(1 - b_1 \cdot B - b_2 \cdot B^2 - \dots - b_{n-1} \cdot B^{n-1}) \cdot I_j = 0. \quad (14)$$

It means that from equations (13) and (14) it is possible that parameters a_j and b_j one can determine knowing values of inverse functions I_j . To solve the pure autoregressive model AR (p) can be used for a system of equations (13) is $I_j = a_j$, for $j = 1, 2, \dots, p$ and $I_j = 0$ for ($j > p$).

Procedure of an initial guess of parameters a_j, b_j of general ARMA ($n, n-1$) model is then as follows:

- Solutions of parameters a_j of an AR(p) model where $p = 2 \cdot n - 1$ and values of inverse functions I_j simultaneously.
- Determination of moving average parameters b_j by solving set of linear equations using equation (14) for $j = n+1, n+2, \dots, 2n-1$.
- Determination of autoregressive parameters a_j using set of equations (13) and then parameters b_j .

3.2 Criterion of ARMA ($n, n-1$) model adequacy

To judge adequacy of chooses order n of ARMA ($n, n-1$) model (eventually AR(n) model) the procedure of *statistical hypothesis testing* was used. The test of model adequacy is in a principle the test of statistical independence of deviations ϵ_t .

hypotéz. V princípe spočíva kontrola adekvátnosti modelu na testovaní štatistickej nezávislosti odchýlok ϵ_t .

Zvolený bol štandardný F-test štatistickej významnosti rozdielu medzi dvoma výberovými rozptylmi, upravený ako test štatistickej významnosti poklesu súčtu štvorcov odchýlok. Ak sa má určiť, či u regresného modelu, ktorý má r parametrov, môže s z nich byť považovaných za nulové pri N pozorovaniach, testovacie kritérium je v tvare

$$F = \frac{\frac{A_0 - A_1}{s}}{\frac{A_1}{N-r}}, \quad (15)$$

kde A_1 je súčet štvorcov odchýlok vyššieho rádu modelu a A_0 je súčet štvorcov odchýlok modelu pôvodného.

Vypočítaná hodnota F sa porovná s hodnotou F_{krit} určenou z tabuliek F - rozdelenia pre $(N-r)$ a s stupňov voľnosti a zvolenú hladinu významnosti (obvykle 95 %). Ak platí, že $F > F_{krit}(s, N-r)_{0,95}$, potom pokles súčtu štvorcov odchýlok pri prechode z modelu nižšieho na vyšší, bol štatisticky významný a pôvodný model nebol vhodný. Naopak, ak platí, že $F < F_{krit}(s, N-r)_{0,95}$, potom pôvodný model bol štatisticky adekvátny na danej hladine významnosti a prechodom na vyšší model sa nedosiahne zlepšenie výsledkov [5].

3.3 Algoritmus určenia optimálneho modelu

Využitím vyššie uvedených závislostí a vzťahov možno algoritmus určenia optimálneho modelu ARMA (n,n-1) popísať nasledovne [5]:

1. Určenie parametrov modelu ARMA (2n,2n-1) pre $n = 1$ a súčtu štvorcov odchýlok $A_0 = \sum \epsilon_t^2$.
2. Zvýšenie rádu n o jednu a opätovné určenie parametrov modelu ARMA (2n,2n-1) a jeho súčtu štvorcov odchýlok A_1 .
3. Testovanie významnosti poklesu súčtu štvorcov odchýlok $\Delta A = A_0 - A_1$. V prípade, ak je pokles štatisticky významný, pokračuje sa bodom 2, ak nie - štatisticky adekvátny bol model pôvodný.
4. Kontrola parametrov a_{2n} , b_{2n-1} , či je ich hodnota blízka nule, príp., či ich interval spoľahlivosti obsahuje nulu. Ak nie, model ARMA (2n, 2n-1) je vhodný.
5. Ak a_{2n} , b_{2n-1} sú nulové alebo blízke 0, určenie parametrov modelu ARMA (2n-1, 2n-2).
6. Kontrola parametrov b_i kľzavého priemeru modelu ARMA (2n-1, 2n-2) a ak sú niektoré z nich blízke nule, vytvorenie modelu ARMA (2n-1,m) pre $m < (2n-2)$ a určenie jeho parametrov až po najnižší možný počet, príp. čistý AR (2n-1) model.

Uvedený algoritmus bol využitý aj pri spracovaní programu ARMAGET pre Windows 95/NT, ktorý bol vytvorený na pracovisku autora. Uvedený softvér je 32 bitová aplikácia vytvorená vo vývojovom prostredí DELPHI a pracujúca pod operačným systémom Windows 95 alebo NT.

Obsahuje užívateľské menu, ktoré okrem základných funkcií so súborom, konfiguračných nastavení, práce s oknami a funkciami

The standard F-test of statistical significance of two sample differences was chosen and this test was modified as a test of a statistically significant decrease of the sum of squares. If one has to specify when a regressive model with r parameters can be s of them counted as zero having N observations, the test criterion becomes form as

$$F = \frac{\frac{A_0 - A_1}{s}}{\frac{A_1}{N-r}}, \quad (15)$$

where A_1 is sum of squares of higher order model, A_0 sum of squares of initial model.

Resulting value of F is to be compared to value of F_{krit} found in the table of critical values of F - distribution for $(N-r)$ and s degrees of freedom and chosen level of probability (mostly 95 %). When we get that $F > F_{krit}(s, N-r)_{0,95}$ then decrease the sum of squares during a change to higher order model was statistically significant and the initial model was not suitable. On the other hand, if $F < F_{krit}(s, N-r)_{0,95}$, the initial model was statistically adequate, then an increase of its order does not make sense [5].

3.3 An algorithm of optimum model determination

Using former shown dependencies and formulas one can describe an optimum ARMA (n, n-1) model getting algorithm, in other words, as follows [5]:

1. Calculation of ARMA (2n,2n-1) model parameters for $n = 1$ and its sum of squares $A_0 = \sum \epsilon_t^2$.
2. Increase the order $n \rightarrow (n+1)$ and calculation of model parameters and sum of squares A_1 .
3. Testing the statistical significance of the sum of squares decrease $\Delta A = A_0 - A_1$. In case that decrease is statistically significant, go to 2. In the other case the former model was statistical adequate.
4. Test of a_{2n} , b_{2n-1} parameters if their value is near zero or if their interval of confidence contains zero. If not, then ARMA (2n, 2n-1) model is suitable.
5. When a_{2n} , b_{2n-1} are zeros or near zero, calculation of ARMA (2n-1, 2n-2) model parameters.
6. Testing of moving average parameters b_j of ARMA (2n-1, 2n-2) model. If some of them are near zero, construction of ARMA (2n-1,m) model for $m < (2n-2)$ and calculation of its parameters eventually of pure AR (2n-1) model.

Shown algorithm was used by developing of program ARMAGET for Windows 95/NT, this was developed on authors department. Presented software is a 32-bit application made in developing surroundings of DELPHI and working in the operating system Windows 95 or NT. It contains users menu, which apart from basic functions with file, configurations, work with windows and help functions contains two submenus - submenu of "Simulation" and submenu of "Identification" (Fig. 3).

nápovedy obsahuje dve sub-menu - submenu „*Simulácia*“ a submenu „*Identifikácia*“ (obr. 3).

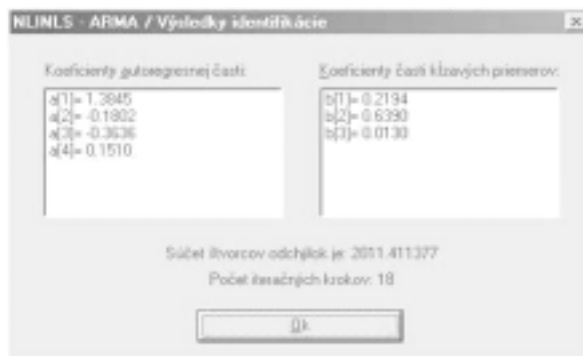
Položka „*Simulácia*“ umožňuje úpravy a konvertovanie nekompatibilného súboru vstupných hodnôt postupnosti na súbor kompatibilný a simuláciu (vygenerovanie) časovej postupnosti na základe zadania rádu a parametrov AR(n) alebo ARMA(n,n-1) modelu s možnosťou voľby strednej hodnoty a smerodajnej odchýlky simulovanej postupnosti.

Jadrom programu je submenu „*Identifikácia*“, prostredníctvom ktorého je možné vykonať výber metódy a spôsobu identifikácie zvolenej časovej postupnosti, pričom je možné k identifikácii použiť adaptívne algoritmy alebo vykonať identifikáciu pomocou nelineárnej metódy najmenších štvorcov. Identifikácia pomocou vyššie spomínanej nelineárnej (resp. pre modely AR - lineárnej) metódy najmenších štvorcov je prístupná v položke menu - *Identifikácia* a jej submenu - *NLINLS*. Tu sú v ponuke 4 možnosti.

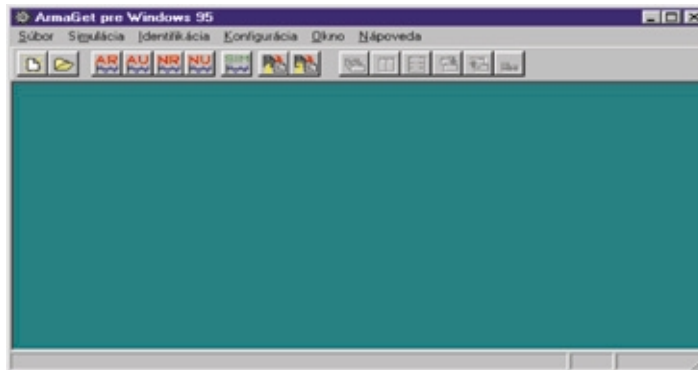
Prvé dve - *Model AR - po rádoch* a *Model AR - úplný výpočet* ponúkajú ako výsledok identifikácie model AR popísaný rovnicou (2).

Ďalšia položka - *Model ARMA - po rádoch*, umožňuje určiť koeficienty pre vopred zvolený rád modelu ARMA(n,n-1). To znamená, že je potrebné vopred určiť požadovaný rád (poznať počet koeficientov) autoregresnej časti - a_k a časti kľzavých priemerov - b_k , ktoré v podstate vyjadrujú na koľkých predchádzajúcich hodnotách je práve počítaná hodnota časovej postupnosti závislá.

Počiatkový odhad koeficientov modelu ARMA(n,n-1) sa určí tak, že koeficientom časti kľzavých priemerov je priradená hodnota 0 a koeficienty autoregresnej časti sa určujú aplikáciou lineárnej metódy najmenších štvorcov. Súčasne je vypočítaný aj súčet štvorcov odchýlok, tzn. hodnota vyjadrujúca odchýlku teoretického modelu od modelu skutočného. Potom nasleduje samotný iteračný výpočet, ktorého výstupom sú koeficienty zvoleného modelu (obr. 4).



Obr. 4. Výsledky identifikácie
Fig. 4. Results of identification



Obr. 3. Prostredie programu ARMAGET pre Windows
Fig. 3. The Integrated Environment of ARMAGET for Windows

Item “*Simulation*” enables adjustment and conversion of incompatible input files of time series to compatible ones and simulation (generation) of time series basing on given AR or ARMA models order and parameters with possibilities of mean and dispersion selection of simulated series.

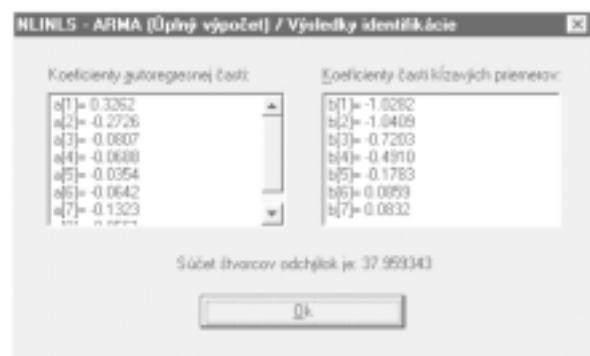
The heart of the program is submenu

“*Identification*”, by means of which it is possible to make selection of the identification method and way of chosen time series, whereupon it is possible to use either adaptive algorithm of time series identification or make identification using non-linear least squares method. Identification by means of higher presented non-linear (respectively for AR models - linear) least square method is available in item *Identification* and its sub-menu *NLINLS*. Here are four options.

First two- *Model AR - after orders* and *Model AR- complete calculation* give results as identification AR model, described by (2).

Next item - *Model ARMA- after orders* gives coefficients beforehand of selected order of ARMA (n, n-1) models determination. It means, that it is necessary beforehand to determine required order (known number of coefficients) of autoregressive part - a_k and moving average part - b_k which principally determine number of former values the calculated value depends on. The initial guess is of ARMA (n, n-1) model coefficients is determined in the following way: a zero value is assigned to coefficients of moving average part and coefficients of autoregressive part are determined by the linear least square method.

Simultaneously the sum of squares of deviations value expressing deviation of theoretical model from real model is calculated. Then the proper iterative calculation follows, which outputs are the coefficients of model (Fig. 4).



Obr. 5. Výsledky určenia rádu a koeficientov optimálneho modelu
Fig. 5. Results of an optimal ARMA model determination

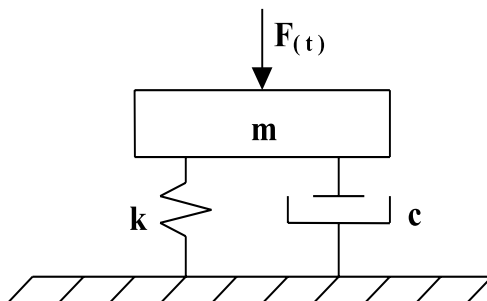
Poslednou dôležitou položkou je položka *Model ARMA - úplný výpočet*, ktorej úlohou je nájsť optimálny model ARMA (n,n-1), ktorý najlepšie popisuje stochastický systém charakterizovaný časovou postupnosťou. Pretože vo väčšine prípadov nepoznáme optimálny rád modelu je potrebné, aby program iteračným postupom určil rád modelu, ktorý je pre popis daného systému optimálny (obr. 5). Algoritmus hľadania optimálneho autoregresného modelu použitý v programe zodpovedá algoritmu z časti 3.3.

4. Súvis medzi spojítym a diskretným modelom

Pretože väčšina systémov, s ktorými sa pracuje v technickej praxi a najmä v dynamike mechanických systémov je spojítym, je pre tieto systémy spojítym matematický model v tvare diferenciálnej rovnice príp. systému diferenciálnych rovníc výhodnejší ako model diskretný. Diferenciálne rovnice sú zostavené z fyzikálnych zákonitostí systémov a ich parametre majú bezpros-tredný súvis s najdôležitejšími charakteristikami systémov (vlastné frekvencie, tlmenie, stabilita atď.).

V praxi však túto skutočnosť nie je väčšinou možné využiť, pretože numerické riešenie väčších sústav diferenciálnych rovníc je náročné na čas i výkon počítača a tak simulácia činnosti systému trvá väčšinou dlhšie, ako činnosť reálna [4], [5], [6].

Súvis medzi diskretným modelom, ktorý vznikne vzorkovaním spojitého signálu v konštantných časových intervaloch a pôvodným systémom spojítym, t. j. relácia medzi parametrami diferenčnej a diferenciálnej rovnice popisujúcej ten istý stochastický dynamický systém, bude dokázaný na jednoduchej 1-hmotovej mechanickej dynamickej sústave (obr. 6), budenej náhodnou silou $F(t)$ s normálnym rozdelením $N(0, \sigma_F^2)$.



Obr. 6. Jednoduchá jednhmotová mechanickej dynamickej sústava

Fig.6. The simple mechanical dynamic system

Známu diferenciálnu rovnicu v tvare

$$m \cdot \frac{d^2x}{dt^2} + c \cdot \frac{dx}{dt} + k \cdot x(t) = F(t), \quad (16)$$

alebo po úprave

$$\frac{d^2x}{dt^2} + 2 \cdot \xi \cdot \Omega \cdot \frac{dx}{dt} + \Omega^2 \cdot x(t) = \frac{F(t)}{m},$$

je možné previesť na tzv. operátorový tvar [5]

$$(D^2 + \alpha_1 \cdot D + \alpha_0) \cdot x(t) = Z(t). \quad (17)$$

Uvedená rovnica popisuje *spojitý autoregresný model 2. rádu - SAR(2)* a budiaca funkcia $Z(t)$ sa predpokladá vo forme spojitého bieleho šumu, pre ktorý platí $E[Z(t)] = 0$ a $E[Z(t) \cdot Z(t+n)] = \sigma_Z^2 \cdot \delta(n)$, kde $\delta(n)$ je Diracova δ -funkcia.

The last important item is *Model ARMA- complete calculation*, whose aim is to find an optimal ARMA (n, n-1) model. This model is the best description of stochastic system, whose output is a time series. Because, in most cases we don't know optimal order of model, it is necessary beforehand to determine by an iterative procedure of an optimal order of model for description of a given system (Fig. 5). An algorithm of optimum autoregressive model determination used in ARMAGET is identical as algorithm from chapter 3.3.

4. Relationship between continuous and discrete models

Because most systems used in technical practice and dynamics of mechanical systems are of continuous nature, continuous mathematical model in form of differential equation eventually of differential equations set is more suitable as the discrete one. Because differential equations are formed on base of physical laws concerning studied systems and their parameters (coefficients) have a straightway relationship to the most important characteristics of systems (such a natural frequencies, damping, stability, etc.).

In practice, it is not possible to utilise this fact because a numerical solution of large differential equation systems is time consuming and needs very powerful computers so that simulation of system performance lasts longer as a real function [4], [5], [6].

Relationships between a discrete model, which one gets by sampling of continuous signal in constant time interval and an original continuous system, means relationships between parameters of differential and difference equations describing the same dynamic stochastic system, will be developed on the simplest one-mass damped mechanical dynamic system (1-D.O.F - one degree of freedom) after Fig. 6 excited by stochastic force $F(t)$ with normal distribution $N(0, \sigma_F^2)$.

Well-known differential equation in form

$$m \cdot \frac{d^2x}{dt^2} + c \cdot \frac{dx}{dt} + k \cdot x(t) = F(t), \quad (16)$$

or after adjustment

$$\frac{d^2x}{dt^2} + 2 \cdot \xi \cdot \Omega \cdot \frac{dx}{dt} + \Omega^2 \cdot x(t) = \frac{F(t)}{m},$$

is possible to simply arrange into so called operator form as

$$(D^2 + \alpha_1 \cdot D + \alpha_0) \cdot x(t) = Z(t). \quad (17)$$

This equation described *continuous autoregressive model of second order - CAR(2)* and exciting functions $Z(t)$ is in continuous white noise form, for which applied $E[Z(t)] = 0$ and $E[Z(t) \cdot Z(t+n)] = \sigma_Z^2 \cdot \delta(n)$, where $\delta(n)$ is Diracs δ -function.

Hodnoty α_1 a α_2 predstavujú dôležité hodnoty netlmenej vlastnej frekvencie a pomerného tlmenia sústavy a možno ich získať pomocou vzťahov

$$\alpha_1 = 2 \cdot \xi \cdot \Omega \quad \text{a} \quad \alpha_0 = \Omega^2,$$

pričom

$$\xi = \frac{c}{c_{krit}} = \frac{c}{2\sqrt{k \cdot m}} \quad \text{a} \quad \Omega = \sqrt{\frac{k}{m}}.$$

Pre riešenie je rozhodujúci tvar funkcie impulznej odozvy, ktorý je možné s využitím vlastnosti Diracovej δ -funkcie určiť ako

$$G(t) = \frac{e^{\mu_1 \cdot t} - e^{\mu_2 \cdot t}}{\mu_1 - \mu_2}, \quad \text{pre } t \geq 0 \quad (18)$$

kde μ_1 a μ_2 sú korene charakteristickej rovnice vzťahu (17).

Súvis medzi spojitým a diskretným modelom je možné potom určiť z porovnania tvaru autokorelačnej funkcie pre spojitý a diskretizovaný model.

Autokorelačná funkcia spojitého modelu je podľa definície [4]

$$R(s) = \sigma_Z^2 \int_0^\infty G(v) \cdot G(v+s) dv = \frac{\sigma_Z^2}{2 \cdot \mu_1 \cdot \mu_2 \cdot (\mu_1^2 - \mu_2^2)} (\mu_2 \cdot e^{\mu_1 \cdot s} - \mu_1 \cdot e^{\mu_2 \cdot s}) \quad (19)$$

Po dosadení $s = k \cdot \Delta t$ pre diskretizovaný spojitý model má AKF tvar

$$R_k = R(k \cdot \Delta t) = \frac{\sigma_Z^2}{2 \cdot \mu_1 \cdot \mu_2 \cdot (\mu_1^2 - \mu_2^2)} (\mu_2 \cdot e^{\mu_1 \cdot k \cdot \Delta t} - \mu_1 \cdot e^{\mu_2 \cdot k \cdot \Delta t}) = d_1 \cdot \lambda_1^k + d_2 \cdot \lambda_2^k, \quad (20)$$

kde

$$d_1 = \frac{\sigma_Z^2}{2 \cdot \mu_1 \cdot (\mu_1^2 - \mu_2^2)}, \quad d_2 = \frac{\sigma_Z^2}{2 \cdot \mu_2 \cdot (\mu_1^2 - \mu_2^2)}, \quad \lambda_1 = e^{\mu_1 \cdot \Delta t} \quad \text{a} \quad \lambda_2 = e^{\mu_2 \cdot \Delta t}. \quad (21)$$

Z tvaru AKF, ktorá je lineárnou kombináciou dvoch exponenciálnych funkcií vyplýva, že spojitý systém 2. rádu môže byť pri vzorkovaní s konštantným krokom Δt vyjadrený diferenčnou rovnicou modelu ARMA (2,1) v tvare

$$X_t - a_1 \cdot X_{t-1} - a_2 \cdot X_{t-2} = \epsilon_t - b_1 \cdot \epsilon_{t-1}, \quad (22)$$

kde

$$a_1 = \lambda_1 + \lambda_2 = e^{\mu_1 \cdot \Delta t} + e^{\mu_2 \cdot \Delta t} \quad \text{a} \quad a_2 = -\lambda_1 \cdot \lambda_2 = -e^{(\mu_1 + \mu_2) \cdot \Delta t}.$$

Parametre b_1 a σ_Z^2 sú tiež funkciou koreňov charakteristickej rovnice, ale ich vyjadrenie je podstatne zložitejšie [5].

Vychádza sa z predpokladu, že spojitý a diskretný model majú rovnakú AKF. Z toho vyplýva, že si musia odpovedať nielen charakteristické čísla, ale tiež koeficienty d_1 a d_2 AKF. Z ich vyjadrenia je možné získať sústavu dvoch rovníc v tvare [5]

$$\frac{\sigma_Z^2}{2 \cdot \mu_1 \cdot (\mu_1^2 - \mu_2^2)} = \frac{\sigma_\epsilon^2 \cdot (\lambda_1 - b_1)}{(\lambda_1 - \lambda_2)^2} \left(\frac{\lambda_1 - b_1}{1 - \lambda_1^2} - \frac{\lambda_2 - b_1}{1 - \lambda_1 \lambda_2} \right)$$

The values α_1 and α_2 , representing important values of undamped natural frequency and relative damping of the system, can be obtained by

$$\alpha_1 = 2 \cdot \xi \cdot \Omega \quad \text{and} \quad \alpha_0 = \Omega^2,$$

while

$$\xi = \frac{c}{c_{krit}} = \frac{c}{2\sqrt{k \cdot m}} \quad \text{and} \quad \Omega = \sqrt{\frac{k}{m}}.$$

For the solution, the decisive form of impulse response function that is possible to determine uses characteristics of Diracs δ -function as

$$G(t) = \frac{e^{\mu_1 \cdot t} - e^{\mu_2 \cdot t}}{\mu_1 - \mu_2}, \quad \text{for } t \geq 0 \quad (18)$$

where μ_1 and μ_2 are roots of the characteristics equation of formula (17). Relationship between continuous and discrete models can be determined using comparisons of Autocorrelation Function (ACF) forms for continuous and discrete models.

Auto Correlation function of continuous model is after definition [4]

After giving $s = k \cdot \Delta t$ for uniformly sampled continuous model ACF becomes form as

where

Using the ACF form, which is a linear combination of two exponential functions, one knows that a continuous second order system can be (by constant interval sampling) expressed by a difference equation of ARMA (2,1) model in form

$$X_t - a_1 \cdot X_{t-1} - a_2 \cdot X_{t-2} = \epsilon_t - b_1 \cdot \epsilon_{t-1}, \quad (22)$$

where

Parameters of b_1 and σ_Z^2 are functions of characteristic equation roots, but their expression is considerably complicated[5].

The basic assumption is the continuous and discrete models have the same ACF. From this follows that they must correspond not only eigenvalues but the coefficients of d_1 and d_2 of ACF too. From expression of them, one can get a system of two equations in form

$$-\frac{\sigma_z^2}{2 \cdot \mu_2 \cdot (\mu_1^2 - \mu_2^2)} = \frac{\sigma_\epsilon^2 \cdot (\lambda_2 - b_1)}{(\lambda_1 - \lambda_2)^2} \left(\frac{\lambda_2 - b_1}{1 - \lambda_2^2} - \frac{\lambda_1 - b_1}{1 - \lambda_1 \lambda_2} \right), \quad (23)$$

ktoré implicitne obsahujú hľadané parametre pravej strany diferenciálnej rovnice (22) b_1 a σ_ϵ .

Vzájomným vydelením oboch rovníc a úpravami je možné zistiť pre b_1 výraz v tvare

$$b_1 = -P \pm \sqrt{P^2 - 1} \quad (24)$$

kde

$$P = \frac{-\mu_1 \cdot (1 + \lambda_1^2) \cdot (1 - \lambda_2^2) + \mu_2 \cdot (1 + \lambda_2^2) \cdot (1 - \lambda_1^2)}{2 \cdot [\mu_1 \cdot \lambda_1 \cdot (1 - \lambda_2^2) - \mu_2 \cdot \lambda_2 \cdot (1 - \lambda_1^2)]}.$$

Pritom z dvoch určených hodnôt b_1 sa berie tá, ktorá spĺňa podmienku invertibility, tzn. pre ktorú platí $|b_1| < 1$. Obdobne je možné aj vyjadrenie hľadaného rozptylu [5]. Vzťahy (22) a (23) určujú jednoznačne parametre diskretného autoregresného modelu ARMA (2,1) zo známych parametrov modelu spojitého.

Skutočný postup pri identifikácii je však opačný. To znamená, že postupom uvedeným v predchádzajúcej kapitole sa určia parametre diskretného modelu a_1 , a_2 , b_1 a σ_ϵ^2 , korene charakteristickej rovnice λ_1 , λ_2 a prostredníctvom nich sa vyjadria parametre spojitého systému μ_1 , μ_2 , σ_z^2 , prípadne α_1 a α_0 .

Pre jednodnotovú sústavu s podkritickým tlmením, potom pre hodnoty vlastnej frekvencie a relatívneho tlmenia platí [5]

$$\Omega = \frac{1}{\Delta t} \sqrt{\frac{[\ln(-a_2)]^2}{4} + \left[\arccos\left(\frac{a_1}{2\sqrt{-a_2}}\right) \right]^2}$$

$$\xi = \sqrt{\frac{(\ln(-a_2))^2}{[\ln(-a_2)]^2 + 4 \cdot \left[\arccos\left(\frac{a_1}{2\sqrt{-a_2}}\right) \right]^2}} \quad (25)$$

Uvedený postup je možné rozšíriť a aplikovať tiež na všeobecné spojité systémy n -tého rádu popísané napr. diferenciálnou rovnicou typu (v operátorovom tvare)

$$(D^n + \alpha_{n-1} \cdot D^{n-1} + \dots + \alpha_1 \cdot D + \alpha_0) \cdot X_{(t)} = (\beta_m \cdot D^m + \beta_{m-1} \cdot D^{m-1} + \dots + \beta_1 \cdot D + \beta_0) \cdot Z_{(t)} \quad (26)$$

ktorá určuje *spojitý autoregresný model s kľavým priemerom - SARMA(n,m)*.

Rovnakým spôsobom sa z vyjadrenia AKF diskretizovaného spojitého systému zistí, že zodpovedajúcim diskretným modelom je model typu ARMA (n, n-1) s parametrami

$$\lambda_i = e^{\mu_i \cdot \Delta t},$$

$$a_i = (-1)^{i+1} \sum_{k=1}^n \lambda_{k1} \cdot \lambda_{k2} \dots \lambda_{kn}$$

which implicitly contains searched parameters of the right-hand side of differential equation (22) b_1 and σ_ϵ .

By division of both equations, one another by some modifications, one can get for b_1 expression in form

$$b_1 = -P \pm \sqrt{P^2 - 1} \quad (24)$$

where

$$P = \frac{-\mu_1 \cdot (1 + \lambda_1^2) \cdot (1 - \lambda_2^2) + \mu_2 \cdot (1 + \lambda_2^2) \cdot (1 - \lambda_1^2)}{2 \cdot [\mu_1 \cdot \lambda_1 \cdot (1 - \lambda_2^2) - \mu_2 \cdot \lambda_2 \cdot (1 - \lambda_1^2)]}.$$

From two of determined values b_1 we take in account this one for that holds the condition of invertibility, which mean it is $|b_1| < 1$. In similar way it is possible to express the searched value of dispersion too [5]. Formulas (22) and (23) determine unambiguous parameters of the discrete autoregressive model ARMA (2,1) from known continuous model parameters.

The real procedure of the identification process is a reversed one. It means that using a procedure shown in a former chapter, one determines parameters of discrete model a_1 , a_2 , b_1 and σ_ϵ^2 , roots of its characteristic equation λ_1 , λ_2 and with their help parameters of continuous system μ_1 , μ_2 , σ_z^2 , eventually α_1 and α_0 are determined.

For 1-D.O.F. system with subcritical damping for values of eigenfrequency and relative damping holds

$$\Omega = \frac{1}{\Delta t} \sqrt{\frac{[\ln(-a_2)]^2}{4} + \left[\arccos\left(\frac{a_1}{2\sqrt{-a_2}}\right) \right]^2}$$

$$\xi = \sqrt{\frac{(\ln(-a_2))^2}{[\ln(-a_2)]^2 + 4 \cdot \left[\arccos\left(\frac{a_1}{2\sqrt{-a_2}}\right) \right]^2}} \quad (25)$$

The shown procedure can be expanded and applied for general continuous systems of n -th order described by differential equation as (in operator form)

which determines the *continuous autoregressive moving average model - CARMA(n, m)*.

Using the same idea from an expression of discretized continuous model ACF one gets that corresponding discrete model is ARMA (n, n-1) model with parameters

$$\lambda_i = e^{\mu_i \cdot \Delta t},$$

$$a_i = (-1)^{i+1} \sum_{k=1}^n \lambda_{k1} \cdot \lambda_{k2} \dots \lambda_{kn}$$

$$b_i = \frac{\sum_{i,j=1}^n P(\mu_i) \cdot \bar{P}(\mu_j) \cdot V_i \cdot \bar{V}_j \cdot \frac{\lambda_i \cdot \bar{\lambda}_j - 1}{(i-j)} \cdot \sum_{k=0}^i a_k \cdot \lambda_i^{(1-k)}}{\sum_{i,j=1}^n P(\mu_i) \cdot \bar{P}(\mu_j) \cdot V \cdot \bar{V}_j \cdot \frac{\lambda_i \cdot \bar{\lambda}_j - 1}{(\mu_i + \bar{\mu}_j)}}$$

$$\sigma_\epsilon = \frac{\sigma_Z^2}{|V|^2} \left[\sum_{i,j=1}^n P(\mu_i) \cdot \bar{P}(\mu_j) \cdot V_i \cdot \bar{V}_j \cdot \frac{\lambda_i \cdot \lambda_j - 1}{\mu_i + \mu_j} \right] \quad (27)$$

kde

$$V = \prod_{i,j=1}^n (\mu_i - \mu_j) \quad \text{pre } (i > j),$$

$$Vk = (-1)^{n+k} \prod_{i,j=1}^n (\mu_i - \mu_j), \text{ for } (i > j), i, j \neq k$$

a $P(\mu_i)$ sú hodnoty charakteristického polynomu pravej strany rovnice (3) určené pre hodnoty vlastných čísel ľavej strany μ_i .

Z toho vyplýva, že diskretná reprezentácia spojitého procesu SARMA (n,m) je vždy model typu ARMA (n,n-1). To znamená, že rád pravej strany diferenciálnej rovnice spojitého systému nemá vplyv na jeho diskretnú reprezentáciu. Uvedené vzťahy možno využiť k určeniu parametrov diskretného modelu, ak sú známe koeficienty diferenciálnej rovnice.

Predmetom nášho záujmu je však opäť prípad opačný, tzn. pri ktorom sú parametre spojitého systému neznáme a je potrebné ich určiť z diskretného modelu vzorkovaného s konštantným intervalom Δt a preto postačuje pri syntéze mechanických dynamických sústav s n stupňami voľnosti charakteristická rovnica ľavej strany modelu typu ARMA ($2n, 2n - 1$) v tvare

$$\lambda^{2n} + \sum_{i=1}^{2n} a_i \cdot \lambda^{2n-i} = \prod_{j=1}^n (\lambda - \lambda_j) \cdot (\lambda - \bar{\lambda}_j) \quad (28)$$

kde $\lambda_j, \bar{\lambda}_j = e^{\Delta t \cdot \Omega_j \cdot (-\xi_j \pm i \cdot \sqrt{1 - \xi_j^2})}$.

Z toho vyplýva pre vlastné frekvencie a relatívne tlmenia

$$\Omega_j = \frac{1}{\Delta t} \sqrt{\frac{[\ln(\lambda_j \cdot \bar{\lambda}_j)]^2}{4} + \left[\arccos\left(\frac{\lambda_j + \bar{\lambda}_j}{2 \cdot \sqrt{\lambda_j \cdot \bar{\lambda}_j}}\right) \right]^2} \quad (29)$$

$$\xi_j = \sqrt{\frac{[\ln(\lambda_j \cdot \bar{\lambda}_j)]^2}{[\ln(\lambda_j \cdot \bar{\lambda}_j)]^2 + 4 \cdot \left[\arccos\left(\frac{\lambda_j + \bar{\lambda}_j}{2 \cdot \sqrt{\lambda_j \cdot \bar{\lambda}_j}}\right) \right]^2}}, \quad (30)$$

čo sú podobné výrazy, aké boli odvodené v prechádzajúcom pre jednodmotový systém.

Nejednoznačnosť hodnôt funkcie \arccos v rovniciach (29), (30) spôsobuje taktiež nejednoznačnosť hodnôt Ω_j a ξ_j . Je možné však dokázať, že ak interval diskretizácie vyhovuje Nyquistovmu teorému, t. j.

$$\frac{\Omega \cdot \sqrt{1 - \xi^2}}{2\pi} < \frac{1}{2 \cdot \Delta t}, \quad (31)$$

$$b_i = \frac{\sum_{i,j=1}^n P(\mu_i) \cdot \bar{P}(\mu_j) \cdot V_i \cdot \bar{V}_j \cdot \frac{\lambda_i \cdot \bar{\lambda}_j - 1}{(i-j)} \cdot \sum_{k=0}^i a_k \cdot \lambda_i^{(1-k)}}{\sum_{i,j=1}^n P(\mu_i) \cdot \bar{P}(\mu_j) \cdot V \cdot \bar{V}_j \cdot \frac{\lambda_i \cdot \bar{\lambda}_j - 1}{(\mu_i + \bar{\mu}_j)}}$$

$$\sigma_\epsilon = \frac{\sigma_Z^2}{|V|^2} \left[\sum_{i,j=1}^n P(\mu_i) \cdot \bar{P}(\mu_j) \cdot V_i \cdot \bar{V}_j \cdot \frac{\lambda_i \cdot \lambda_j - 1}{\mu_i + \mu_j} \right] \quad (27)$$

where

and $P(\mu_i)$ are values of characteristic polynom of the right-hand side of equation (3) determined for eigenvalues of the left-hand side μ_i .

From these results, discrete representation of continuous process - CARMA (n,m) is always ARMA(n, n-1) model type. It means, that in order for the right-hand side of differential equation of continuous system representation to have no influence on its discrete representation. These relations are possible to exploit for discrete model parameters determination if we know coefficients of differential equation.

Because the subject of our interest is again a reverse one it means continuous parameters are determined from a discrete uniform sampled model with interval of sampling Δt the characteristic equation of the left-hand side of ARMA ($2n, 2n - 1$) model is sufficient for mechanical systems synthesis in form

$$\lambda^{2n} + \sum_{i=1}^{2n} a_i \cdot \lambda^{2n-i} = \prod_{j=1}^n (\lambda - \lambda_j) \cdot (\lambda - \bar{\lambda}_j) \quad (28)$$

where $\lambda_j, \bar{\lambda}_j = e^{\Delta t \cdot \Omega_j \cdot (-\xi_j \pm i \cdot \sqrt{1 - \xi_j^2})}$.

From that then for natural frequencies and relative dampings are

$$\Omega_j = \frac{1}{\Delta t} \sqrt{\frac{[\ln(\lambda_j \cdot \bar{\lambda}_j)]^2}{4} + \left[\arccos\left(\frac{\lambda_j + \bar{\lambda}_j}{2 \cdot \sqrt{\lambda_j \cdot \bar{\lambda}_j}}\right) \right]^2} \quad (29)$$

$$\xi_j = \sqrt{\frac{[\ln(\lambda_j \cdot \bar{\lambda}_j)]^2}{[\ln(\lambda_j \cdot \bar{\lambda}_j)]^2 + 4 \cdot \left[\arccos\left(\frac{\lambda_j + \bar{\lambda}_j}{2 \cdot \sqrt{\lambda_j \cdot \bar{\lambda}_j}}\right) \right]^2}}, \quad (30)$$

which are similar formulas that were developed in a former part for 1-D.O.F system.

Multiplicity of \arccos function values in formulas (29) and (30) causes multiplicity of values Ω_j and ξ_j too. However, it can be proved that if an interval of discretization holds to Nyquist theorem

$$\frac{\Omega \cdot \sqrt{1 - \xi^2}}{2\pi} < \frac{1}{2 \cdot \Delta t}, \quad (31)$$

možno uvažovať iba základnú hodnotu \arccos a potom sú Ω_j a ξ_j určené jednoznačne.

5. Možnosti praktických aplikácií navrhnutého postupu

Metodika určovania štatisticky adekvátnych autoregresných modelov stochastických systémov a odvodené súvislosti medzi parametrami diskretných a spojitých modelov uvedených v predchádzajúcich kapitolách boli úspešne overené na prípade identifikácie mechanickej dynamickej sústavy obrábacieho stroja počas obrábania s overovaním jeho aplikačných možností pri adaptívnom geometrickom riadení v reálnom čase [3] a pri analýze spätnoväzobného systému (obrábaci stroj - rezný proces) [4]. Uvedené súvislosti však možno s výhodou využiť tiež pri určovaní vybraných modálnych charakteristík mechanickej dynamickej sústavy.

V súčasnosti je najpoužívanejším postupom pri experimentálnom skúmaní dynamickej charakteristik rôznych systémov a konštrukcii aplikácia metód určovania matic dynamickej poddajnosti a modálnej analýzy tvarov kmitov konštrukcií.

Vďaka rozšíreniu digitálnych analyzátorov spektier založených na aplikácii algoritmu rýchlej Fourierovej transformácie je najčastejší postup založený na určovaní spektier budenia a odoziev sústavy. Ich prostredníctvom možno určiť prenosové funkcie, z ktorých sa potom odvodzujú informácie o vlastných frekvenciách a tvaroch kmitov sústavy.

Vzhľadom na prezentované súvislosti sa ukazuje ako možný postup získania niektorých modálnych informácií využitie experimentálne získaných časových postupností hodnôt vibrácií sústavy meraných súčasne vo viacerých miestach konštrukcie. To znamená zovšeobecnenie uvedených poznatkov na tzv. *Vektorové autoregresné modely s kľavými príemermi* - VARMA modely, ktoré možno vo všeobecnosti popísať maticovou rovnicou v operátorovom tvare ako [3]

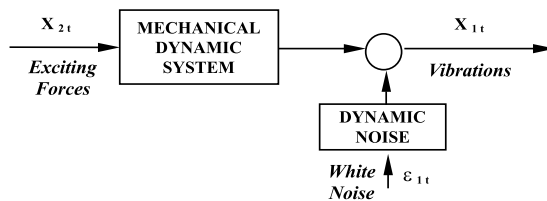
$$(A_0 - A_1 \cdot B^1 - A_2 \cdot B^2 - \dots - A_n \cdot B^n) \cdot X_t = (1 - D_1 \cdot B^1 - D_2 \cdot B^2 - \dots - D_{n-1} \cdot B^{n-1}) \cdot \epsilon_t \quad (32)$$

pre ktorú platí podobne ako v skalárnom prípade

$$\begin{aligned} E(\epsilon_t) &= 0 \\ E(\epsilon_t \cdot \epsilon_{t-n}) &= \delta_k \cdot \sigma_\epsilon^2 \end{aligned} \quad (33)$$

a kde X_t a ϵ_t sú vektory postupností meraní a bieleho šumu, A_i a D_i sú matice parametrov sústavy, B je vektor operátorov spätného posunutia, σ_ϵ^2 je matica rozptylu a vzájomných korelácií a δ_k je Kroneckerova delta funkcia.

To znamená, že ak pri analýze mechanickej sústavy využijeme výpočtovú techniku a jej budiace sily i vibrácie sú snímané v diskretných časových intervaloch Δt , je možné odvodiť diskretné modely popisujúce závislosti výstupu systému (vibrácie) na vstupoch (budiace



Obr. 7. Bloková schéma dynamiky mechanickej sústavy
Fig. 7. Block scheme of mechanical system dynamics

then it is possible to take into account just the principal value of \arccos function and values of Ω_j and ξ_j are the determined unambiguously.

5. Possibilities of proposed procedure practical applications

The method for determining of adequate autoregressive models of stochastic systems and developed relationships between parameters of discrete and continuous models shown in former chapters were successfully verified on case of identification of mechanical dynamic system of machine tool during cutting with its application by adaptive geometrical control in real time [3] and by analysis of feed-back system (machine tool - cutting) [4]. Shown connections can be utilized by determining modal characteristics of mechanical dynamics systems, too.

The most used procedure of experimental investigation of dynamic characteristics of different systems and structures at present is the application of dynamic compliance matrices determination and analysis of structure modes. Due to digital analyzers of spectra extension working on the principle of Fast Fourier Transform the most frequently used procedure is the one based on spectra determination of excitation and output of the system. Using them one can get transfer functions of the system and connected information of natural frequencies and structure modes.

Due to presented connections it shows as possible procedure of some modal information obtaining use of experimentally acquired time series of structure vibrations measured simultaneously in multiple points of the structure.

It means to generalise involved information to *Vector Autoregressive Moving Average Models* - VARMA models, which are in general case described by matrix formulas in operator form [3] as

for which holds similarly as in scalar case attached

$$\begin{aligned} E(\epsilon_t) &= 0 \\ E(\epsilon_t \cdot \epsilon_{t-n}) &= \delta_k \cdot \sigma_\epsilon^2 \end{aligned} \quad (33)$$

and where X_t and ϵ_t are vectors of measurements and white noise series, A_i and D_i are matrix of system parameters, B is vector of back-shift operators, σ_ϵ^2 is matrix of dispersion and reciprocal correlation's and δ_k is Kronecker delta function.

It means, if one analyses a mechanical dynamic system with a numerical technique and its vibrations and exciting forces measure in uniform sampling intervals Δt , it is possible to develop discrete models to describe the relationship between

sily). Potom blokóvú schému modelu vhodného pre identifikáciu meracieho miesta mechanickej dynamickej sústavy možno znázorniť podľa obr. 7.

Dynamika mechanickej sústavy je potom určená diskretnou prenosovou funkciou v tvare

$$H(B) = \frac{A_1(B)}{A_2(B)} = \frac{-a_{120} + a_{121} \cdot B + a_{122} \cdot B^2 + \dots + a_{12n} \cdot B^n}{1 - a_{111} \cdot B - a_{112} \cdot B^2 - \dots - a_{11n} \cdot B^n}, \quad (34)$$

kde B je operátor spätného posunutia ($X_{t-1} = B \cdot X_t$) a a_{ijk} sú neznáme hľadané parametre.

Podobne možno dynamiku šumu vyjadriť prenosovou funkciou v tvare

$$N(B) = \frac{D(B)}{A_2(B)} = \frac{1 - d_{111} \cdot B - d_{112} \cdot B^2 - d_{113} \cdot B^3 - \dots - d_{11(n-1)} \cdot B^{n-1}}{1 - a_{111} \cdot B - a_{112} \cdot B^2 - \dots - a_{11n} \cdot B^n} \quad (35)$$

kde koeficienty d_{ijk} je potrebné určiť.

Za predpokladu, že neexistuje spätná väzba medzi vibráciami konštrukcie a budením (čo je pri testoch konštrukcií splnené) z rovníc (34) a (35) vyplýva výsledný model dynamiky konštrukcie v tvare

$$(1 - a_{111} \cdot B - a_{112} \cdot B^2 - \dots - a_{11n} \cdot B^n) \cdot X_{1t} = (a_{120} + a_{121} \cdot B + \dots + a_{12n} \cdot B^n) \cdot X_{2t} + (1 - d_{111} \cdot B - d_{112} \cdot B^2 - \dots - d_{11(n-1)} \cdot B^{(n-1)}) \cdot \epsilon_{1t} \quad (36)$$

v ktorom platia predpoklady uvedené vo vzťahu (33).

Postup pri získavaní štatisticky adekvátnych modelov spočíva v nahradzovaní výstupných signálov (s využitím nelineárnej metódy najmenších štvorcov) modelmi s postupne sa zvyšujúcim rádom dovtedy, pokiaľ pokles súčtu štvorcov odchýlok prestane byť štatisticky významný na zvolenej hladine významnosti.

Fyzikálny zmysel tohto postupu spočíva v tom, že sa systém snažíme nahradiť modelom s najmenším počtom štatisticky významných tvarov kmitov. Pritom každé zvýšenie rádu modelu o 2, zavádza ďalší tvar kmitu (ďalší stupeň voľnosti), ktorého príspevok k správaniu sa konštrukcie je testovaný na zvolenej hladine významnosti. Ak jeho prínos nie je významný, za štatisticky adekvátny sa berie predchádzajúci model.

Potom výsledný diskretný model získaný ako štatisticky adekvátny a z neho odvodený model spojitý, znamená rozvoj odozvy systému do najmenšieho štatisticky významného počtu tvarov kmitov, ktoré sa pritom získajú priamo, bez toho, že by bolo potrebné robiť vopred nejaké subjektívne odhady [3], [5].

Po určení adekvátnych modelov ARMA pre zmeraný priebeh vibrácií možno s využitím rovnice (34) dosadením za $B = e^{\omega \cdot t}$ určiť frekvenčné charakteristiky (prenosové funkcie vo frekvenčnej oblasti).

Pre prenosovú funkciu v diskretnom tvare platí

$$H(B) = \sum_{i=1}^n \frac{A_i}{1 - \lambda_i \cdot B}, \quad (37)$$

output (vibration) and input (exciting forces). After block scheme of available model for identification of measured location of mechanical dynamic system, it is possible to plot after Fig. 7.

Dynamics of the mechanical system is after determined by a discrete transfer function in form

where B is back-shift operator ($X_{t-1} = B \cdot X_t$) and a_{ijk} are unknown searched parameters.

Similarly, it is possible to express noise dynamics by a discrete transfer function in form

where coefficients d_{ijk} is needed to determine.

Supposing non-existence of feedback between vibrations of structure can be expressed in its excitation, (which holds for structures tests) from equations (34) and (35) one gets a resulting model of structure dynamics in form

where attached assumptions shown in formula (33).

Procedure of statistically adequate models is getting concentrated in principle of output signals substituting (using non-linear least square method) with models of gradually increasing order until the decreased sum of squares becomes statistically non-significant on a chosen level of significance.

Physical meaning of such a procedure is that we are trying to substitute the system with a model with the lowest number of statistically significant modes of vibrations. During this procedure, each increase of model order by two introduces a further degree of freedom. If its contribution is not significant, the former model is taken as statistically adequate.

Then the resultant discrete model obtained as statistically adequate and from it is developed a model continuous which means the expansion of system response into minimum number of statistically significant modes which are obtained directly without any prior subjective judgement [3], [5].

After adequate ARMA model determination for curves of measured vibrations it is possible with using of equation (34) and substitution for $B = e^{\omega \cdot t}$ to determine frequency characteristics (transfer functions in frequency area).

For transfer functions in discrete form holds

$$H(B) = \sum_{i=1}^n \frac{A_i}{1 - \lambda_i \cdot B}, \quad (37)$$

kde λ_i sú korene charakteristickej rovnice prenosovej funkcie (34) v tvare

$$(1 - a_{111} \cdot B - a_{112} \cdot B^2 - \dots - a_{11n} \cdot B^n = \prod_{i=1}^n (1 - \lambda_i \cdot B). \quad (38)$$

Pretože väčšinou reálne oceľové konštrukcie majú nízke relatívne tlmenie, korene λ_i sú komplexné a vytvárajú komplexne združené páry. Potom vlastné frekvencie a relatívne tlmenie možno určiť zo vzťahov (29), (30), kde λ_i a $\bar{\lambda}_i$ sú komplexne združené korene.

S využitím rovnice (37) a vyjadrením komplexných rezíduí v nej taktiež ako komplexne združené páry $A_i = g_i + i \cdot h_i$ resp. $A_i^* = g_i - i \cdot h_i$ možno získať známy vzťah pre prenosovú funkciu dynamickej mechanickej sústavy v spojitom čase rozvojom do vlastných tvarov kmitov vo forme

$$H(s) = \sum_{i=1}^{n/2} \frac{2 \cdot g_i \cdot s + 2 \cdot g_i \cdot \xi_i \cdot \Omega_i - 2 \cdot h_i \cdot \Omega_i \cdot \sqrt{1 - \xi_i^2}}{s^2 + 2 \cdot \xi_i \cdot \Omega_i \cdot s + \Omega_i^2} \quad (39)$$

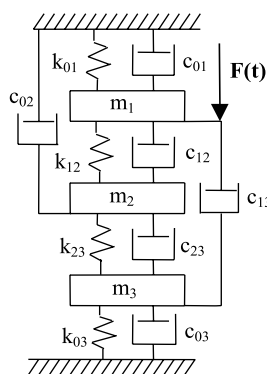
platného za predpokladu, že susedné vlastné frekvencie sú dostatočne vzdialené a modálna interferencia je zanedbateľná.

Súhrnne možno navrhnutý postup určovania modálnych charakteristík mechanickej konštrukcie vyjadriť nasledovne [6]:

1. Záznam budenia a odozvy konštrukcie v diskretných časových krokoch.
2. Získanie štatisticky adekvátnych modelov typu ARMA(n,n-1) resp. modelu VARMA.
3. Riešenie charakteristickej rovnice (38) a určenie jej koreňov.
4. Výpočet modálnych charakteristík - vlastné frekvencie Ω_i a relatívne tlmenia ξ_i (29), (30).
5. Vyjadrenie prenosovej funkcie systému (34) pomocou parciálnych zlomkov (37) a určenie komplexných rezíduí A_i .
6. Určenie prenosovej funkcie vibrácií konštrukcie (35) prostredníctvom zistených komplexných rezíduí A_i .
7. Vykreslenie prenosových funkcií, tvarov kmitov atď.

Uvedený teoretický prístup bol overený na niekoľkých aplikovaných príkladoch. Pre ilustráciu je uvedený prístup demonštrovaný na jednoduchú trojmotovú mechanickej sústave (obr. 8) a zložitejšej mechanickej konštrukcii - výložníku skutočného žeriava SŽ 1645 P.1, modelovaného prostredníctvom metódy konečných prvkov (obr. 10).

Pre prvotné posúdenie navrhovaného postupu bol zvolený jednoduchý trojmotový diskretný model mechanickej sústavy budenej náhodnou silou $F(t)$ s normálnym rozložením amplitúd pôsobiacej v smere podľa obr. 8.



Obr. 8. Jednoduchý trojmotový mechanickej sústavy
Fig. 8. Simple 3 D.O.F. mechanical system

Známym spôsobom určená sústava pohybových rovníc

$$M \cdot \ddot{x} + C \cdot \dot{x} + K \cdot x = F(t) \quad (40)$$

where λ_i are roots of characteristic equation of transfer function (34) in form

Because real steel structures have a mostly low damping ratio, λ_i roots are complex and form complex conjugate pairs. Then natural frequencies and relatively damping is possible to determine from (29), (30), where $\lambda_i, \bar{\lambda}_i$ are complex conjugate roots.

Exploiting equation (37) and expressing complex residuals in form of complex conjugate pairs as $A_i = g_i + i \cdot h_i$ res. $A_i^* = g_i - i \cdot h_i$ one can get a well known form of transfer function of mechanical dynamic system in continuous time using expansion into vibration modes in form

which holds for assumption that neighbour eigen-frequencies are distant enough and modal interference can be neglected.

A summary of the procedure of the structure modal characteristic identification is expressed as follows:

1. Recording of excitation and vibrations (output) in a uniform discrete time interval.
2. Acquiring of statistically adequate models ARMA (n, n-1) res. VARMA model.
3. Solution of characteristic equation and its roots determination.
4. Calculation of modal characteristics - eigen-frequencies Ω_i and relative damping ξ_i (29), (30).
5. Expression of system transfer function (34) in form of partial fractions (37) and to determine complex residuals A_i .
6. Determination of transfer function of structure vibrations (35) by using to obtained complex residuals A_i .
7. Drawing of transfer functions, modes of vibrations etc.

The shown theoretical approach was verified on more examples of applications. To illustrate this the developed approach is demonstrated on a simple 3 degree of freedom (3 D.O.F.) mechanical system (Fig. 8) and more complicated structure - a jib of a real crane SŽ 1645 P.1, which was modelled by means of Finite Element Method (Fig. 10).

Basic parameters of system

$$\begin{aligned} m_1 &= 1 \\ m_2 &= 1 \\ m_3 &= 2 \\ k_{01} &= k_{12} = k_{23} = 100 \\ k_{03} &= 200 \\ c_{01} &= c_{02} = 0.8 \\ c_{12} &= c_{12} = 0.4 \\ c_{23} &= 0.6 \\ c_{03} &= 1.6 \\ \sigma_F^2 &= 10^2 \end{aligned}$$

For first tests of proposed procedure a simple 3 D.O.F. model of mechanical system was chosen. This was excited by random force $F(t)$ with normal distribution which acts in direction after Fig. 8.

Well-known system of differential equations has the form

$$M \cdot \ddot{x} + C \cdot \dot{x} + K \cdot x = F(t) \quad (40)$$

nadobudla v tomto prípade tvar

in this case acquired form

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \\ \ddot{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1,6 & -0,4 & -0,4 \\ -0,4 & 1,8 & -0,6 \\ -0,4 & -0,6 & 2,6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 200 & -100 & 0 \\ -100 & 200 & -100 \\ 0 & -100 & 300 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F(t) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

z ktorého ľavej strany boli numericky určené (aplikáciou Fadejevovej a Bairstowovej metódy) teoretické vlastné frekvencie. Celá sústava bola riešená pri simulovanom buzení silou $F(t)$. Pri zvolen

from its left hand side were determined in a numerical way (using Fadejev and Bairstow methods) theoretical values of eigen-frequencies. Next the whole system was solved using simulation excita

nom intervale vzorkovania ($\Delta t = 0,1 s$) bolo medzi každou vzorkou vykonaných 10 numerických integračných krokov metódou Runge-Kutta. Z kmitov každej hmoty bola vytvorená postupnosť 2000 hodnôt, pričom sa vzorky začali ukladať až po ustálení amplitúd vibrácií.

tion of force $F(t)$. A sampling interval of $\Delta t = 0,1 s$ was chosen and between each sample were 10 steps of numerical integration performed using Runge - Kutta method. A time serie of 2000 values from vibrations of each mass was made. These samples were started after getting stationary values of vibrations amplitudes.

Aplikáciu postupu uvedeného v kapitole 3 bol získaný ako štatisticky adekvátny model ARMA (6,5). Jeho parametre pre kmity v hmotách sú uvedené v tab. 1. Určené vlastné frekvencie a relatívne tlmenia v porovnaní s teoretickými hodnotami sú uvedené v tab. 2.

Using a procedure developed in chapter three, the ARMA (6,5) model was obtained as statistically adequate. Its parameters are presented in Tab. 1. Calculated values of eigen-frequencies and relative damping and their comparison with theoretical values are shown in Tab. 2.

Parametre autoregresnej časti modelov ARMA

Tab. 1

Parameters of autoregressive parts of ARMA models

Tab. 1

	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6
X_{1t}	1.5820	-2.8093	2.5325	-2.5329	1.2516	-0.7089
X_{2t}	1.3915	-2.4370	2.0704	-2.1175	0.9362	-0.5819
X_{3t}	1.5859	-2.8081	2.4854	-2.4907	1.2183	-0.7271

Hodnoty vlastných frekvencií a relatívnych tlmení trojhmotovej sústavy

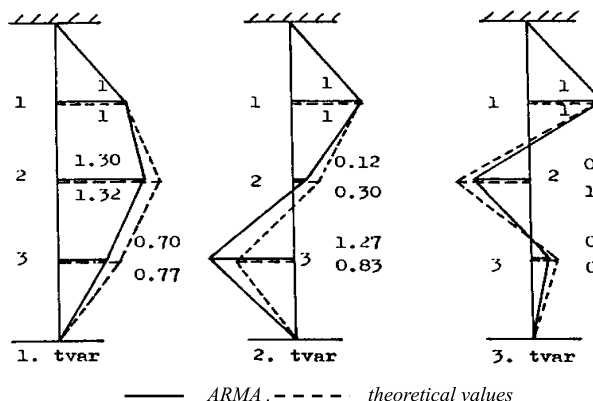
Tab. 2

Values of eigen-frequencies and relative damping of 3 D.O.F. system

Tab. 2

		1 st mode		2 nd mode		3 rd mode	
		Ω_1	ξ_1	Ω_2	ξ_2	Ω_3	ξ_3
ARMA	X_{1t}	1.2958	0.04709	1.9647	0.06908	2.7945	0.02754
	X_{2t}	1.2926	0.03468	2.1071	0.13760	2.8203	0.03408
	X_{3t}	1.2941	0.03069	1.9788	0.04885	2.8152	0.04163
Teoretické		1.2926	0.05289	2.0621	0.06664	2.8297	0.05945

Z uvedených výsledkov je zrejмый dostatočný súlad experimentálnych a teoretických hodnôt netlmených vlastných frekvencií W. Relatívne nižšia presnosť hodnôt pomerného tlmenia ξ bola zapríčinená zvolenými nízkymi hodnotami koeficientov útlmu c_{ij} . Po určení koreňov charakteristickej rovnice boli získané i vlastné tvary kmitov, ktorých priebeh porovnaný s priebehom teoretickým je vykreslený na obr. 9.



Obr. 9. Získané tvary kmitov a ich porovnanie s teoretickými hodnotami
Fig. 9. Obtained modes and their comparison with theoretical ones

From presented results a very good agreement between experimental and theoretical values of eigen-frequencies W. A relative lower accuracy of relative damping ξ values was caused probably by choosing of low values of coefficients c_{ij} . After getting characteristic equations roots the modes of vibration were obtained. Their comparison with theoretical values is shown in Fig. 9.

Model výložníka skutočného žeriava bol vytvorený v programe COSMOS/M s využitím prvkov

The crane jib model was made by means of program

typu BEAM3D a TRUSS3D a odobraté príslušné stupne voľnosti. MKP model výložníka bol pri simulácii budený pásmovo ohraničeným bielym šumom. Numerická integrácia bola realizovaná Newmarkovou metódou (10 krokov riešenia medzi každým bodom diskretizácie) pri nulových počiatočných podmienkach. Bolo zaznamenaných 2000 bodov priebehu výchyliek v každom sledovanom bode, pričom začiatok záznamu bol vykonaný až po dosiahnutí stacionarity sledovaných procesov. Výsledky vykonaných experimentov sú prezentované v zostručnenej forme, prevažne vo forme obrázkov a tabuliek (obr. 10-11, tab. 3).

COSMOS/M using elements of BEAM-3D and TRUSS3D type. During simulation, the model was excited by band-limited white noise. Numerical integration used Newmark method (10 steps of solution for each point of discretization). Zero initial conditions and 2000 points of amplitudes were recorded in each chosen point of structure while the record started after the following processes became stationary.

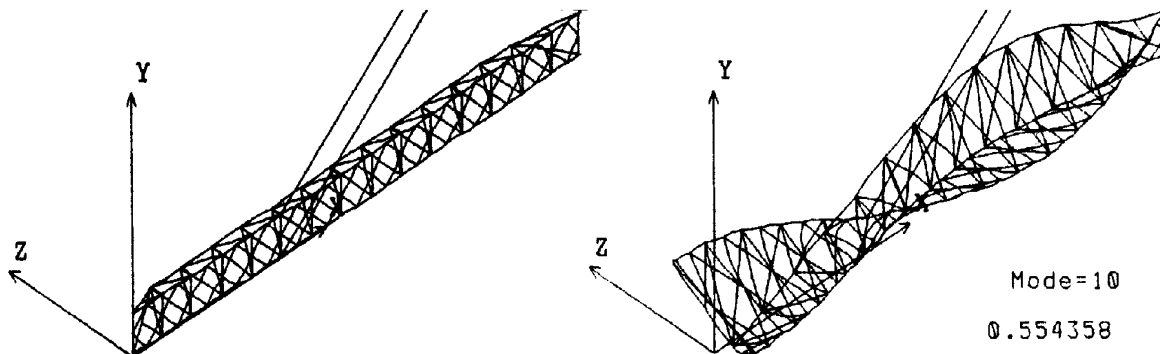
The results of performed experiments are presented in a maximum brief, mostly of tables and pictures (Fig. 10-11 and Tab. 3).

Porovnanie hodnôt vlastných frekvencií výložníka žeriava v sledovanom bode
Comparison of Natural frequencies values of crane jib in multiple point

Tab. 3
Tab. 3

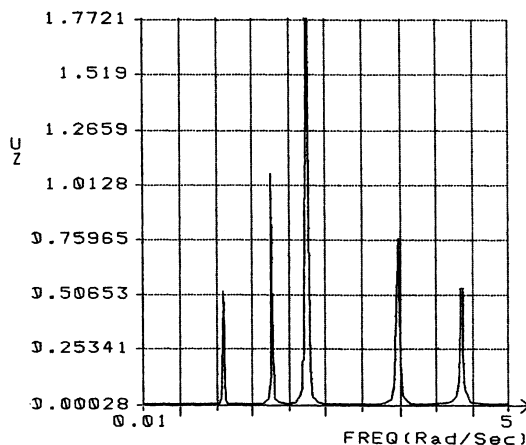
	1 st Mode	2 nd Mode	3 rd Mode	4 th Mode	5 th Mode	6 th Mode
FEM	0,100652	0,100653	0,100810	0,100819	0,423949	1,10373
ARMA	Nonsign.	Nonsign.	Nonsign.	Nonsign.	Nonsign.	1,1042

	7 th Mode	8 th Mode	9 th Mode	10 th Mode	11 th Mode	12 th Mode
FEM	1,767421	2,184288	2,235258	3,483133	4,334549	4,34834
ARMA	1,7648	Nonsign.	2,2338	3,4866	Nonsign.	4,3571



Obr. 10. MKP model výložníka žeriava a tvar konštrukcie v desiatom kroku simulácie
Fig. 10. FEM model of crane jib and mode of structure in 10-th steps of simulation

Pozornosť je potrebné venovať faktu, že pri modeli výložníka žeriava bol zistený ako štatisticky adekvátny model ARMA(10,9) a bolo zistené, že iba 5 tvarov kmitov (obr. 11) má štatisticky významný prínos k dynamickému správaniu sa konštrukcie (na rozdiel od 12 tvarov určených štandardným postupom MKP).



Obr. 11. Spektrálna výkonová hustota priebehu vibrácií v sledovanom bode modelu
Fig. 11. Power spectral density of vibrations in chosen point of model

Special attention should be paid to the fact that the FEM model of crane jib as a statistically adequate ARMA (10,9) model was detected. That means that only five modes of structure vibrations (Fig. 11) have a statistically significant contribution to dynamic behaviour of structure (which differs from 12 modes determined by the standard FEM procedure). It is obvious that a proposed procedure can expressively reduce demands on dynamic calculations of mechanical structures.

6. Záver

Uvedená problematika bola navrhnutá a preverovaná v rámci riešenia grantovej

6. Conclusions

Introduced problems were proposed and verified in a frame of grant research

úlohy VEGA č. 97/4226/97 „*Identifikácia, modelovanie a riadenie stochastických dynamických systémov*“, kde boli skúmané niektoré z možných aplikácií navrhnutého postupu identifikácie. Išlo najmä o spojenie navrhnutého identifikačného prístupu so systémami riešenia dynamiky zložitých konštrukcií strojov metódou konečných prvkov.

Výhoda využitia autoregresných modelov spočíva v skutočnosti, že ich parametre možno získať priamo zo získaných adekvátnych modelov bez toho, aby bolo potrebné určovať prenosové funkcie. Navyše je vylúčené akékoľvek subjektívne hodnotenie, pretože testy štatistickej adekvátnosti sú rigorózne definované.

Výstupy z riešenia ďalších problémov aplikáciou navrhnutého prístupu pri dynamickej analýze a identifikácii vybraných modálnych charakteristík mechanických systémov vykazovali relatívne dobrú zhodu medzi teoretickými a identifikovanými tvarmi kmitov, hodnotami vlastných frekvencií a hodnotami pomerných tlmení.

Z prezentovaných skutočností možno konštatovať, že vyššie uvedené predpoklady a teoretické východiská sú správne a že uvedený prístup môže výrazne znížiť náročnosť a zvýšiť efektívnosť dynamických výpočtov mechanických konštrukcií.

VEGA # 97/4226/97 „*Identification, modelling and control of stochastic dynamic systems*“ where some possible applications of the proposed identification procedure were investigated. It was namely a connection of proposed identification procedure with systems of complicated machine structures solution using Finite Elements Method.

The advantage of using autoregressive models consists of model parameters that can be determined directly from these models not to be necessary to determine transfer functions. In addition, any subjective judgement is eliminated because statistic adequacy tests are exactly defined.

Results of further problems using proposed procedure by dynamic analysis and identification of modal characteristics of mechanical systems showed a relatively good agreement between theoretical and identified modes of vibrations, eigen-frequencies and relative damping.

From the presented facts one can develop that above shown assumptions and theoretical starting points are correct, and the developed procedure can reduce the number of calculations in an expressive way and improve efficiency of mechanical structures dynamic calculation.

Literatúra – References:

- [1] WU, S. M.: *Dynamic Data Systems – A New Modelling Approach*. Transmission of ASME JEI, 1987.
- [2] PANDIT, S. M. – WU, S. M.: *Time Series and System Analysis Modelling*. University of Wisconsin, Madison 1989.
- [3] MÁČA, J.: *Modal Analyses of Mechanical Dynamic Systems*. (In Slovak). In: Proceedings of Conference „Identification and Stochastic Processes“, Poprad 1988.
- [4] MÁČA, J.: *Identification and Modelling of Mechanical Dynamic Systems using Time Series Theory*. (In Slovak). In: Proceedings of Workshop „A Stochastic Processes and Identification Mechanical Dynamic Systems“, ČSVTS pri VŠDS, Poprad 1989.
- [5] MÁČA, J.: *Identification and Modelling of Dynamic Systems*. (In Slovak). Monograph. Military faculty of UTC, Žilina 1991.
- [6] MÁČA, J. – LEITNER, B.: *Modelling of Non-stationary Processes by Means of Time Series*. In: Proceedings of International Workshop „Advances in Building and Using of Simulation Models – ASIS 98“, Krnov 1998.
- [7] LEITNER, B.: *Application of Adaptive AutoRegressive Moving Average Models In Identification of Dynamic Systems*. In: Proceedings of Scientific Conference “Transcom 99”, University of Žilina, Žilina 1999

Jiří Drábek *

ELEKTRIZOVANÉ DOPRAVNÉ SYSTÉMY – PERSPEKTÍVA DOPRAVY PRE 3. TISÍCROČIE

ELECTRIFIED TRANSPORT SYSTEMS – PERSPECTIVE OF TRANSPORT FOR THE THIRD MILLENNIUM

V súčasnom svete je energetika a doprava založená väčšinou na využívaní zdrojov fosílnych palív (nafty, uhlia, zemného plynu). Ich obrovská spotreba spôsobuje emisie CO₂ a NO_x a globálne otepľovanie atmosféry. Zdroje fosílnych palív sú do budúcnosti obmedzené najmä pri naftě, užívané v spalovacích motoroch cestných vozidiel a lietadiel. Za týchto okolností sú jazdnou dráhou vedené dopravné systémy s elektrickým pohonom energeticky a ekologicky vhodným riešením rýchlejšej a bezpečnej dopravy budúcnosti, lebo elektrickú energiu je možné získavať aj z obnoviteľných zdrojov (potenciálu vody, vetra, slnečnej energie) alebo z jadrovej energie bez zmienenej emisii.

1. Energetické zdroje a spotreba energie vo svete

Štatistiky a merania hodnotiace dostupné energetické zdroje vo svete sa často líšia v jednotlivých číslach. Nejaké zdroje sa môžu v budúcnosti objaviť, avšak tendencia vedúca k vyčerpaniu zdrojov predovšetkým nafty je krátkom čase celkom zrejmalá. Predpokladané svetové zásoby zdrojov energie [1] sú uvedené v tab. 1.

Doba do vyčerpania svetových energetických zásob Tab. 1

Zdroj energie	Využitelné zásoby [roky]	Geologické zásoby [roky]
Ropa	40	140
Zemný plyn	55	100
Uhlie	250	1700
Urán ¹⁾	90	140
Urán ²⁾	5400	8400

Pri využití v: ¹⁾ pomalých ²⁾ rýchlych nukleárných reaktoroch

Využitie týchto energetických zdrojov je v rôznych častiach sveta veľmi nerovnomerné. Tab. 2 [1] uvádza prehľad spotreby energie v rozvinutých kapitalistických (C), bývalých socialistických (S) a rozvojových krajinách „tretieho sveta“ (D).

Podobne nerovnomerné rozdelenie vidieť z tab. 3 [1], ktorá udáva spotrebu energie na jedného obyvateľa.

Energetics and transport in the contemporary world are based mostly on exploitation of fossil fuels (petroleum, coal, natural gas). Enormous consumption of fossil fuels causes emissions of CO₂ and NO_x and global atmosphere warming. The supply of fossil fuels in the future is mainly limited by petroleum used for combustion machines of road vehicles and aeroplanes. Under these circumstances, the electric-propelled guided transport systems (electrified railways, maglev) are energetically – and ecologically-suitable solutions for quick and safe transport in the future because electrical energy can be produced also from renewable sources (water potential, wind, sun energy) or from nuclear energy without above-mentioned emissions.

1. Energy sources and energy consumption in the world

Statistics and documentation evaluating available energy sources in the world often differ in single numbers. Some new sources can be discovered in the future, but the trend leading especially to the exhaustion of world petroleum sources in the near future is quite obvious. The assumed world energy sources [1] are shown in Tab. 1.

Time until the exhaustion of world energetic sources Tab. 1

Sort of energy source	Usable sources [years]	Geological sources [years]
Petroleum	40	140
Natural gas	55	100
Coal	250	1700
Uranium ¹⁾	90	140
Uranium ²⁾	5400	8400

Utility in: ¹⁾ slow ²⁾ quick nuclear reactors

Utilization of these energetic sources is extremely unequal in different parts of the world. Table 2 [1] gives a review of energy consumption in developed capitalist (C), former socialist (S) and developing “third-world” countries (D).

A similarly unequal distribution can be seen in the Tab. 3 [1] where energy consumption per one inhabitant is given.

* Doc.Ing. Jiří Drábek, PhD.

Department of Electric Traction and Energetics, Faculty of Electrical Engineering, University of Žilina, SK-01026 Žilina, Slovak Republic, Tel./Fax ++421-89-5254963, drabek@kete.utc.sk, drabek@fel.utc.sk

Rozdelenie spotreby energie vo svete

Tab. 2

Štáty	C	S	D (s Čínou)
Obyvateľstvo [% obyvateľov sveta]	15	8	77
Spotreba primárnych energetických zdrojov sveta [%]	50	25	25
Podiel na svetovej spotrebe elektrickej energie [%]	55	22	19

Spotreba energie na obyvateľa za rok

Tab. 3

Spotreba na obyvateľa a rok	C	S	D
Primárna energia [TO = ekv. 1 t nafty]	5,1	5,0	0,5
Elektrická energia [kWh]	7800	5400	500

Najväčšia časť fosilných palív sa spotrebuje na výrobu elektrickej energie a vykurovanie obydľí. Avšak pri nafte, ktorej spalovanie produkuje vo svete asi 35 % emisií CO_2 , sa najväčší podiel využíva na dopravu vo vysoko rozvinutých krajinách, hlavne na individuálne jazdy automobilmi.

Napríklad v USA [2] každý občan cestuje ročne (v priemere) 27 000 km autom a 3500 km lietadlom a vyžaduje 20 000 tkm dopravných prác v nákladnej doprave.

Súčasná pravdepodobne použiteľná zásoba nafty vo svete sú asi 1000 miliárd barelov. Svetová denná spotreba je asi 66 miliónov barelov; v USA je to 18 miliónov barelov (27,3 %), z ktorých 2/3 (12 miliónov) sa užívajú na účely dopravy! Podobná situácia je v ostatných rozvinutých krajinách.

Vyššie uvedené zásoby nafty môžu vydržať (pri súčasnej výške spotreby) na budúcich 40 rokov. Životná úroveň v krajinách „tretieho sveta“ však rastie. Ak by tam bola rovnaká spotreba nafty ako v USA, denná spotreba nafty vo svete by vzrástla na 200 miliónov barelov a zásoby nafty by sa vyčerpali už za 13 rokov.

Elektrifikované dráhou vedené dopravné systémy (EDVDS) poskytujú rozumnú alternatívu k dopravným prostriedkom spotrebujúcim naftu. Valivý odpor kolo/koľajnica je pri týchto systémoch niekoľkokrát nižší (alebo pri magleve nulový) ako pri cestných motorových vozidlách, takže merná energetická spotreba je pri EDVDS podstatne nižšia a účinnosť vyššia. Vysokorýchlostné železnice premávajú dnes rýchlosťou až 300 km.h^{-1} , skúšajú sa systémy maglevu na rýchlosť až 500 km.h^{-1} . Žiadny automobil a dokonca ani lietadlo (pri kratších vzdialenostiach) nemôže dosiahnuť takú prevádzkovú rýchlosť. A elektrická energia bude určite k dispozícii v celom budúcom tisícročí.

2. Porovnanie vlastností dopravných systémov

Hlavné charakteristiky základných dopravných systémov užívaných v súčasnosti a v budúcnosti sú porovnávané v tab. 4 [2], [3], [4].

Distribution of energy consumption in the world

Tab. 2

Countries	C	S	D (incl. China)
Inhabitants [% of the world inhabitants]	15	8	77
Consumption of primary world energy sources [%]	50	25	25
Consumption of produced electrical energy [%]	55	22	19

Energy consumption per one inhabitant in a year

Tab. 3

Consumption per 1 inhabitant and year	C	S	D
Primary energy [TO = eq. to 1 ton of oil]	5,1	5,0	0,5
Electrical energy [kWh]	7800	5400	500

The greatest part of fossil fuels is used for electrical energy production and house heating. But for oil, the combustion process of which produces some 35 % of world emissions of CO_2 , the greatest amount is utilized for transport in high-developed countries, mainly for the individual automobile usage.

In the United States, e.g. [2], every citizen travels (in average) 27 000 km by car, 3500 km by plane, and requires 20,000-ton kilometres of freight movement per year.

The current available world petroleum resources are about 1000×10^9 barrels. The daily world consumption is 66 million barrels; in the United States it is 18 million barrels (27,3 %), of which two-thirds (12 million) is used for transport purposes! A similar situation exists in other developed countries.

The above-mentioned petroleum resources can last (by the current consumption rate) for another 40 years. But the living standard in the “third-world” countries is rising. If oil consumption there was the same as in the United States, then the world daily consumption would increase to 200 million barrels and the oil resources would be exhausted in only 13 years.

Electrified guided transport systems (EGTS) give the wise alternative to oil fuel-consuming transport means. The roll resistance rail/wheel is many times lower (or zero by maglev) by EGTS than that of automobiles, so the specific energy consumption by EGTS is essentially lower, and its efficiency is higher. High-speed railways operate at up to 300 km.h^{-1} today and maglev systems are tested at 500 km.h^{-1} . No car or plane (by shorter distances) can reach this operating speed. And the electrical energy would surely be available throughout the next millennium.

2. Comparison of transport system characteristics

The main characteristics of basic transport systems currently used and in future are compared in Tab. 4 [2], [3], [4].

Porovnanie niektorých vlastností elektrizovaných traťových a cestných dopravných systémov Tab. 4

Parameter	Doprava železničná : cestná	Poznámka
Valivý odpor koleso/ koľaj : pneu/cesta	1 : (5 až 10)	Maglev: 0
Merná spotreba paliva [dm ³ /tkm]	1 : (4 až 6)	Pre železničnú motorovú trakciu
Stredná merná spotreba vzťahovaná na energetický potenciál primárneho zdroja energie [kJ/tkm], elektrické dráhy : cestné vozidlá	1 : 5 1 : 10	Napájanie z tepelných elektrární Napájanie z vodných elektrární tkm = tonokilometer
Priemerná cestovná rýchlosť	(2 až 3) : 1 (4 až 5) : 1	Na vysokorýchlostných tratiach Pre maglev
Riziko nehody v prevádzke	Veľmi nízke : veľmi vysoké	USA - cesty: 45 000 mŕtvych/rok
Negatívny vplyv na prostredie	Malý/veľmi malý : veľmi veľký	Tepelné, jadrové/ vodné elektrárne

Na doplnenie tab. 4, merná spotreba elektrickej energie [kJ/osobokilometer] systémov maglev v porovnaní s leteckou dopravou činí len asi 1/4 až 1/8 pri rýchlosti maglevu 350 km.h⁻¹ a asi 1/2 pri rýchlosti 500 km.h⁻¹ [2]. Priame spojenie mestských centier je ďalšou prednosťou maglevu, šetriacou čas. Supravy maglevu nemajú „hluché“ doby počas prevádzky na rozdiel od lietadiel, ktorých motory musia pracovať pred štartom, po pristávaní aj pri čakaní na letiskách a vo vzduchu.

3. Elektrizované vysokorýchlostné železnice

Vlaky prevádzkované rýchlosťou 200 km.h⁻¹ alebo vyššou sú vysokorýchlostné (VR) vlaky. Prvé VR elektrické jednotky pomenované Shinkansen boli uvedené do pravidelnej prevádzky 1. 10. 1964 medzi Tokiom a Ósakou (Tokaido-line, 25 kV, 60 Hz) v Japonsku. V Európe jazdili rušne DB typu E 03 s vlakmi od roku 1966 medzi Mníchovom a Augsburgom a neskoršie na niektorých ďalších častiach siete DB, rýchlosťou 200 km.h⁻¹ (napájanie 15 kV, 16 2/3 Hz); prvá trať určená na vysoké rýchlosti TGV-PSE (Paríž - Lyon, Francúzsko) bola otvorená v roku 1981. Dvojsystémové (1,5 kV jednosmerné a 25 kV, 50 Hz) jednotky TGV-PSE tam prebávajú s maximálnou rýchlosťou 260 km.h⁻¹.

Odvtedy sa sieť vysokorýchlostných tratí rozšírila v Japonsku, krajinách EÚ a tieto trate sa stavajú aj inde, v Rusku, Južnej Kórei, na východnom pobreží USA, atď. Svetový rekord 513 km.h⁻¹ dosiahol TGV-A vo Francúzsku a prevádzková rýchlosť stúpila na 300 km.h⁻¹ (a má vzrásť na 350 km.h⁻¹). Jazdný komfort, bezpečnosť a krátke doby jazdy sú atraktívnejšie ako pri automobiloch alebo lietadlách (pri tých do prepravnej vzdialenosti asi 1000 km). Čo sa týka bezpečnosti, jediná veľká nehoda za celú éru prevádzkovania VR vlakov sa stala v Eschede, Nemecko; každoročne však

Comparison of some electrified guided and road transport systems characteristics Tab. 4

Parameter	Transport on railway : road	Note
Roll resistance wheel/ rail : tyre drag	1 : (5 to 10)	By maglev: 0
Specific fuel consumption [dm ³ /tkm]	1 : (4 to 6)	For railway diesel traction
Average specific energy consumption re-calculated on primary fuel potential [kJ/tkm], electric railway : road cars	1 : 5 1 : 10	Supply from thermal power stations Supply from hydro-electric plant tkm = ton kilometer
Average running speed	(2 to 3) : 1 (4 to 5) : 1	By high speed railways By maglev
Operating accidents risk	Very small : very high	USA - 45 000 died/ year on roads
Negative environmental influences	Small/very small : very large	Thermal, nuclear/ water power stations

In addition to Tab. 4, the specific energy consumption [kJ/passenger kilometer] of maglev systems compared with the air transport is only about 1/4 to 1/8 by the 350 km.h⁻¹ maglev speed and about 1/2 by the 500 km.h⁻¹ speed [2]. The direct city centres connection is another time-saving maglev advantage. The maglev train sets have no “deaf” time during their operation, contrary to aeroplanes, whose motors must operate before start, after landing and while waiting at airports and in the air.

3. Electrified high-speed railways

Trains operating at a running speed of 200 km.h⁻¹ or higher are the “high-speed” (HS) trains. The first HS electric motor units (EMU) called Shinkansen were set in normal operation on October 1, 1964 between Tokyo and Osaka, Japan (Tokaido-line, 25 kV, 60 Hz). In Europe, DB-locomotives E 03 have been operating since 1966 between München und Augsburg and later on in some other parts of the DB-net at 200 km.h⁻¹ (supply 15 kV, 16 2/3 Hz); the first special high-speed line TGV-PSE (Paris - Lyon, France) opened in 1981. The two-system (1,5 kV DC and 25 kV, 50 Hz) units TGV-PSE operate at a 260 km.h⁻¹ maximum speed.

Since the net of high-speed railways has widely spread in Japan, EU countries and such lines have also been built in other countries like in Russia, South Korea, on the United States' East Coast, etc. The speed record 513 km.h⁻¹ was reached by TGV-A in France, and the operating speed has increased up to 300 km.h⁻¹ (and it ought to increase up to 350 km.h⁻¹). The ride comfort, safety and short-travelling times are more attractive than by car or air transport (by the latter up to about 1000 km travelling distance). In regard to safety, the only major accident of high-speed train operation era happened in Eschede, Germany, but 45,000 people

zomiera 45 000 ľudí v USA a vyše 40 000 v krajinách EÚ na cestách a státisíce utrpia zranenia. Aj počet leteckých nehôd je vysoký.

Tvrdí sa, že investičné náklady na výstavbu VR tratí sú vysoké. Je to pravda, ale treba povedať aj to, že pravdepodobne ešte vyššie náklady na cestnú dopravu platia priamo majitelia automobilov v cenách vozidiel, paliva a poplatkoch. Napríklad [4], merná spotreba energie na osobu a 100 kilometrov zodpovedá pri systéme TGV asi 1,5 dm³ ekvivalentu nafty pri rýchlosti jazdy 300 km/h. To nedokáže žiadne cestné vozidlo. Prepravná kapacita dvojkoľajnej železnice so súpravami TGV-Duplex (300 km.h⁻¹, 1100 cestujúcich v súprave, následný interval vlakov 3 minúty) je 2 × 22 000 cestujúcich/h. Na rovnakú prepravnú kapacitu by sa musela postaviť diaľnica s 2 × 7 dopravnými pruhmi, so všetkými zlými ekologickými vplyvmi, zaberajúca obrovskú plochu pôdy. Avšak celá trať TGV-PSE zaberá plochu adekvátnu ploche len jedného veľkého letiska v Paríži.

Tab. 5 dáva prehľad o VR tratiach a vlakoch v Európe a Japonsku v roku 1995.

Od roku 1995 sa samozrejme vybuďovali, budujú a plánujú nové trate; napr. trate Tohoku a Tokuriku (dlhé 270 resp. 118 km)

die in the United States and more than 40,000 in EU countries on roads every year, and hundreds of thousands sustain injuries. The number of aeroplane catastrophes is also high.

The railway freight transport running speed has increased, and now, it is 160 km.h⁻¹ on many lines.

It is said that the investment costs for building high-speed railway lines are high. It is true, but it must also be said that even higher costs for road transport are paid directly by car owners in prices of cars, fuel and taxes. For example [4], the specific energy consumption per passenger and 100 kilometres by TGV-system at 300 km.h⁻¹ corresponds to an equivalent of 1.5 dm³ of oil fuel. No road vehicle can reach it. The transport capacity of a two-way railway with TGV-Duplex sets (300 km.h⁻¹, 1100 passengers per set, train interval 3 minutes) is 2 × 22,000 passengers/h. For the same transport capacity of road transportation, it would take a speedway of 2 × 7 traffic lanes with all its ecological defects and taking enormous area of soil. But the whole TGV-PSE line Paris - Lyon takes the area corresponding to only one major airport in Paris.

Tab. 5 introduces a review about HS lines and trains in Europe and Japan in 1995.

However, since 1995 new lines have been or are being built or projected; e.g. Tohoku and Tokuriku lines (270 and 118 km long)

Vysokorychlostné trate a súpravy

Tab.5

Európske VR železnice [km]		Vysokorychlostné vlaky v Európe				
		Železničná správa	Typ vlaku	V _{max} [km.h ⁻¹]	Počet vlakov	Sedadiel vo vlaku
SNCF	1255	SNCF	TGV-PSE,-A, -N, -D	270 - 300	293	368 - 545
DB	427					
RENFE	471	BR	IC 225	225	31	550
FS	268	SNCF, SNCB, BR	Eurostar	300	38	794
BR	22	DB	ICE	280	60	615
Európa celkove	2446	RENFE	AVE	300	24	329
Japonské trate Shinkansen		FS	ETR 450, 460, 500	250 - 300	55	396 - 693
Japan Railways Group	1836	SJ	X 2000	210	20	198
Japonsko + Európa	4282					

High-speed railway lines and train sets

Tab. 5

European HS railways [km]		High speed trains in Europe				
		Railway	Train type	V _{max} [km.h ⁻¹]	Number of trains	Seats in a train
SNCF	1255	SNCF	TGV-PSE,-A, -N, -D	270 - 300	293	368 - 545
DB	427					
RENFE	471	BR	IC 225	225	31	550
FS	268	SNCF, SNCB, BR	Eurostar	300	38	794
BR	22	DB	ICE	280	60	615
Europe total	2446	RENFE	AVE	300	24	329
Japanese Shinkansen railways		FS	ETR 450, 460, 500	250 - 300	55	396 - 693
Japan Railways Group	1836	SJ	X 2000	210	20	198
Japan + Europe	4282					

v Japonsku; TGV-Méditerranée a TGV-Est vo Francúzsku (300 a 460 km); 1451 km nových tratí (po roku 2000) v Nemecku; Paríž - Brusel - Kolín/Amsterdam v EÚ. Aj železnice v krajinách strednej Európy hodlajú zvyšovať maximálnu rýchlosť na svojich tratiach. Všetky tieto nové VR trate sú napájané vysokonapäťovými systémami striedavého prúdu. Nové VR trakčné vozidlá sú poháňané asynchrónnymi trakčnými motormi napájanými z meničov a opatrené moderným riadiacim a zabezpečovacím zariadením. Vo všeobecnosti, v elektrickej trakcii nachádzajú uplatnenie najmodernejšie technológie a naopak, toto odvetvie podnecuje vedecký a technický vývoj v elektrotechnike.

4. Magneticky levitovaná doprava (maglev)

Ďalší jazdnou dráhou vedený a elektrickou energiou napájaný systém je maglev. Hnacie vozidlá maglevu sú poháňané elektrodynamicky lineárnym motorom a počas jazdy (letu) magneticky levitované. Kolesá vozidla sa užívajú na zaistenie polohy vozidla na zastávkach a nesú ho pri rozjazde a brzdení. Adhézna sila pôsobí z kolesa na jazdnú dráhu len pri núdzovom brzdení alebo pri brzdení z nižších rýchlostí. Na zrýchľovanie a prevádzkové brzdenie sa využíva elektrodynamická sila vyvíjaná lineárnym motorom. Často sa používajú supravodivé magnety na zníženie rozmerov a strát magnetov.

Boli vyvinuté systémy maglevu líšiace sa podľa druhu lineárneho motora a spôsobu levitácie. Dnes sú v prevádzke niektoré miestne trate maglevu s nižšou rýchlosťou, avšak neprítomnosť valivého odporu umožňuje vlakom maglevu napr. Transrapid v Nemecku a MLX01 v Japonsku jazdu veľmi vysokou rýchlosťou okolo 500 km.h⁻¹, takže tento systém môže konkurovať aj leteckej doprave.

4.1 Japonský systém maglevu

Hornatá konfigurácia japonských ostrovov a vysoká hustota obyvateľstva, ktoré žije prevažne vo veľkomestách na pobreží, vyvolali potrebu výkonného a rýchleho dopravného systému umožňujúceho mobilitu ľudí a tovaru v tejto priemyslovo vysoko vyspelej krajine. Požiadavky mobility nebude v budúcnosti spĺňať dokonca ani železničný systém Shinkansen s prevádzkovou rýchlosťou 300 km.h⁻¹. Preto sa začali v 60-tych rokoch experimenty so systémom maglev.

Skúšobná trať maglevu Yamanashi (Yamanashi Maglev Test Line - YMTL) neďaleko Tokia bola otvorená v roku 1997. Na tejto 42,8 km dlhej trati sa skúšali vozidlá maglevu MLX01 a v roku 1999 tu bol dosiahnutý nový svetový rýchlostný rekord súpravy 552 km.h⁻¹ a zaznamenaná

in Japan; TGV-Méditerranée and TGV-Est in France (300 and 460 km); 1451 km of new lines (after 2000) in Germany; Paris - Brussels - Köln/Amsterdam in the EU. Also railways in Central Europe countries intend to increase the maximum speed on their lines. All the new HS lines are supplied by AC high-voltage systems. New HS traction vehicles are propelled by inverter-fed asynchronous traction motors and equipped by high-tech control and signal equipment. Generally, the most modern technologies find their application in electric traction and so, on the contrary, this branch instigates the scientific and technological development in the electrotechnics.

4. Magnetic levitation (maglev) transport

Another electrical energy-supplied guided transport system is maglev. Maglev driven vehicles are electro-dynamically propelled by a linear motor and magnetically levitated during their running (or flight). Vehicle wheels are used for fixing the vehicle position on stops and for supporting by acceleration and braking. The adhesive force affects from a wheel on track or rail only by emergency mechanical braking or during braking at lower speed. For acceleration and operation braking, the electrodynamic force produced by the linear motor is used. Superconducting magnets are often used to minimize size and loss of magnets.

Maglev systems different both in the kind of linear motor and the levitation method were developed. Some local maglev lines operating at lower speed are in service today. But the absence of rolling resistance enables the maglev trains e.g. Transrapid in Germany and MLX in Japan to run at very high speeds (about 500 km.h⁻¹), so the system can even compete with air transport.

4.1 The Japanese maglev system

The mountainous configuration of Japanese islands and the high density of inhabitants living mostly in large cities on the sea coast has evoked the need for a powerful and quick transport system enabling people and goods mobility in this high industrially developed country. Even the Shinkansen railway system with 300-km.h⁻¹ - operation speed cannot fulfil the mobility requests of the future. It was the reason why experiments with maglev systems started in the 1960's in Japan.

The Yamanashi Maglev Test Line (YMTL) was opened in 1997 near Tokyo. The MLX01 maglev vehicles have been tested on this 42.8 km-long line where the new world record speed of 552 km.h⁻¹ was marked for a single train and the relative speed of two trains passing each other at



Obr. 1. Dva protiidúce vlaky MLX01 na skúšobnej trati maglevu v Yamanashi (poďakovanie: RTRI Tókió)
Fig. 1. Two passing trains MLX01 at Yamanashi Maglev Test Line (courtesy: RTRI Tokyo)

relatívna rýchlosť dvoch protiúducích súprav 1003 km.h^{-1} [2], [6], [7], [9], [10]. V roku 2000 sa začala nová päťročná skúšobná fáza overovania dlhodobej odolnosti aj rozličných skúšok zariadení novovyvíjaných za účelom zníženia konštrukčných nákladov v budúcnosti prevádzkovaných tratí.

4.2 Nemecký systém maglevu Transrapid

Nemecká súprava maglevu Transrapid sa líši od japonskej MLX01 v princípe levitácie, ktorý je pri Transrapide elektromagnetický, kým pri MLX01 elektrodynamický. Transrapid sa skúšal na skúšobnej trati v Emslande a je konštruovaný na rýchlosť 450 km.h^{-1} [6], [8], [12]. Prvá prevádzkovaná trať v Nemecku mala spájať Hamburg a Berlín v roku 2005, pripravený projekt však dočasne pozastavili. Výhody systému Transrapid sú: nízka hlučnosť; možnosť prepravy cestujúcich aj tovaru (17 ton tovaru alebo 100 pasažierov v jednom vozidle, 2 až 10 vozidiel v súprave); bezpečnosť dopravy 700-krát vyššia ako pri cestných vozidlách a 20-krát vyššia ako pri lietadlách; o 30 % nižšia spotreba energie v porovnaní s vlakom a 3,5-krát nižšia (pri rýchlosti 400 km.h^{-1}) ako u cestných vozidiel; malá plocha pôdy potrebná pre trať maglevu [12].

4.3 Zámery dopravy maglevom pre USA

Vysokorýchlostná doprava maglevom využívaným aj v nákladnej doprave by mohla byť vhodným riešením mobility v USA po roku 2000 [2]. Myšlienkou je previesť kamióny z diaľnic na trate maglevu.

Prevádzkové náklady maglevu sú nízke, asi 2 centy/osobokm a 5 centov/tkm (bez amortizácie trate maglevu). Tieto náklady sú asi 9 centov/osobokm v leteckej doprave, 25 centov/vozidlový kilometer pre automobily a 18 centov/tkm pre kamióny.

Investičné náklady na trať maglevu sú však príliš vysoké, ak sa maglev využíva len v osobnej doprave [2]. Ale jeho vozidlá môžu byť upravené na prevoz kamiónov a naložených návesov rýchlosťou až $400 - 500 \text{ km.h}^{-1}$. Priemerná prepravná vzdialenosť v nákladnej doprave kamiónmi je asi 600 km a náklady na kamiónovú dopravu činia v USA ročne asi 200 mld USD. Za týchto 200 miliárd USD by počas asi 20 rokov bolo možné postaviť sieť tratí maglevu s dĺžkou 30 000 km, ktorá by spájala metropolitné oblasti s 95 % obyvateľov Spojených štátov. 75 % obyvateľstva by žilo vo vzdialenosti menšej ako 25 km od stanic maglevu. Kamióny prepravené maglevom by po vyložení mohli obsluhovať zákazníkov v priľahlom okolí.

Zamýšľaná sieť tratí maglevu [2] je na obr. 2.

Zmiešaný osobno-nákladný systém maglevu by mohol navrátiť investičné náklady na trať za niekoľko rokov. Napríklad pri 10 000 cestujúcich a 2000 kamiónoch denne (20 % kamiónovej dopravy Chicago - New York) je doba návratnosti trate s cenou 6 miliónov dolárov za kilometer len 3 roky.

V súčasnosti sa konštruuje 35 km dlhá trať maglevu medzi Space Coast Regional Airport a Port Canaveral (Florida). Táto

1003 km.h^{-1} was recorded in 1999 [2], [6], [7], [9], [10]. Since 2000 a new five-year phase of durability tests, as well as various tests for newly developed equipment, began to reduce construction costs of the future service line.

4.2 The German maglev system Transrapid

The German maglev train Transrapid differs from the Japanese MLX01 in the principle of levitation, which is an electromagnetic one by Transrapid but electrodynamic by MLX01. The Transrapid had been tested on the test line in Emsland and is fitted for the speed of 450 km.h^{-1} [6], [8], [12]. The first service line in Germany ought to connect Hamburg and Berlin in 2005, but this project preparation was temporary suspended. Advantages of the Transrapid system are: a low noise level; the possibility of both the passenger and freight transport (17 ton of goods or 100 passengers for 1 vehicle, 2 to 10 vehicles in a train); transport safety estimated at 700-times higher than that by road vehicles and 20-times higher than that by planes; about 30 % lower energy consumption compared with express trains and 3.5-times lower (at 400 km.h^{-1}) than that by road vehicles; and, small area of soil needed for the maglev guideway [12].

4.3 Maglev transport intention for the USA

The high-speed maglev transport used for freight transport could also be a suitable solution to mobility in the United States after 2000 [2]. The idea is to transfer trucks from expressways to maglev lines.

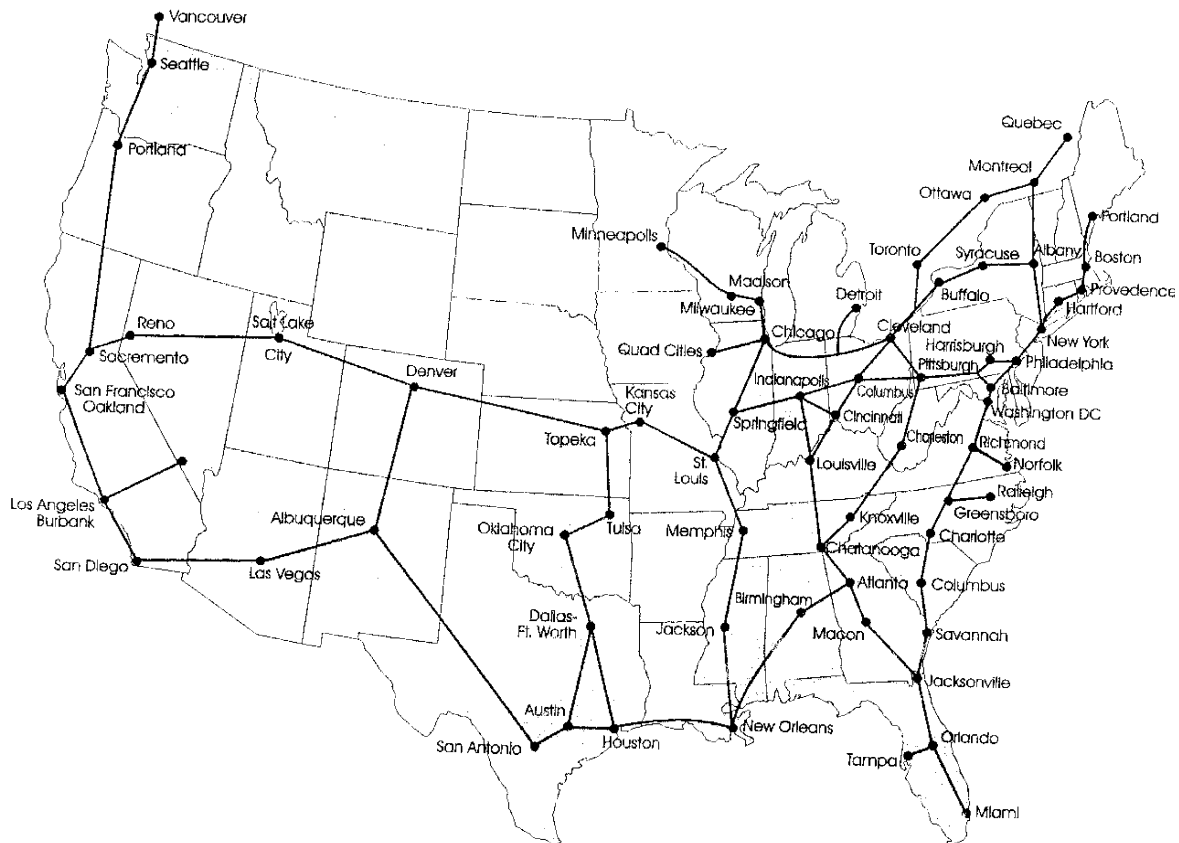
The operating costs of maglev are low, some 2 cents/passenger/km and 5 cents/tons.km (without the amortization of maglev track). These costs are about 9 cents/passenger/km in air transport, 25 cents/vehicle/km with automobiles and 18 cents/tons.km with trucks.

The investment costs of the maglev track, however, are too high if the maglev is utilized for passenger transport only [2]. But its vehicles can be configured to carry trucks and loaded trailers at the speed up to $400 - 500 \text{ km.h}^{-1}$. The average distance by freight trucks is about 600 km, and the costs of trucking are 200 milliard USD yearly in America. For these 200 milliard USD, it would be possible to build a 30,000 km-long net of maglev lines connecting metropolitan areas with 95 % of U.S. inhabitants over 20 years. Seventy-five percent of inhabitants would live less than 25 km from maglev stations. Trucks transferred by maglev could attend to customers in an adjacent station area after their detraining.

The intended maglev line net [2] is shown in Fig. 2.

A dual passenger-freight maglev system could pay back the guideway capital cost in a few years. For example, with 10,000 passengers and 2000 trailers daily (20 % of the Chicago - New York truck traffic) the payback time for a guideway costing six million dollars per km is only 3 years.

Currently, the 35 km-long maglev line is designed between Space Coast Regional Airport and Port Canaveral (Florida). The



Obr. 2. Plánovaná sieť tratí maglevu v Severnej Amerike
Fig. 2. The planned net of maglev lines in the North America

trať umožní získať skúsenosti s dopravou maglevom a urobí ju atraktívnou a populárnejšou.

line enables experience with the maglev transport and to make it attractive and more popular.

5. Elektrická mestská hromadná doprava

5. Electric city mass transport

Pohyb obyvateľstva vo veľkomestách a aglomeráciách je nepredstaviteľný bez výkonných prostriedkov mestskej hromadnej dopravy. Len elektrifikované trate električiek, metra, mestských ľahkých a rýchlych železníc sú schopné prepraviť množstvo cestujúcich rýchlo a bezpečne v mestách, ktorých ulice a cesty sú preplnené automobilmi. Na rýchle spojenie letísk s mestskými centrami sa stavajú špeciálne železnice. Výhodami týchto systémov sú nulové exhalácie a nízka hladina hluku.

The inhabitants' movement in large cities and agglomerations cannot be imagined without powerful mass transport means. The electrified lines of trams, undergrounds, urban light and express railways are only able to move the mass of passengers quickly and safely in cities with their streets and roads overfilled by cars. Special railway lines are built for the quick connection of airports with city centres. No pollution and a low noise level are advantages of these systems.

Vzrastajúca urbanizácia vo svete si vynúti široký rozvoj elektrifikovanej mestskej hromadnej dopravy.

The improving urbanisation of the world will enforce a large development of the electrified city mass transport.

6. Cestné vozidlá s elektrickým pohonom

6. Road vehicles with electric drive

Aj v budúcnosti bude cestná doprava dôležitá. Elektrickou energiou napájané cestné vozidlá sa dnes menej používajú, aj keď trolejbusy a elektromobily premávajú v mnohých mestách. Ale výskum výkonnejších batérií a moderných pohonov s motormi na striedavý prúd (asynchrónnymi, s permanentnými magnetmi, reluk-

The road transport will also be very important in the future. The electrical energy-supplied road vehicles are less used today; though, trolleybuses and electromobiles are in service in many cities. But the research of more powerful batteries and modern drives with AC (asynchronous, permanent magnet, reluctance)

tančnými) pre elektromobily úspešne pokračuje. Všetky veľké svetové automobilové a elektrické zariadenia vyrábajúce spoločnosti pripravujú vlastné projekty v tomto priemyslovom odvetví, aby boli pripravené na rozmach výroby elektrických cestných vozidiel očakávaný v budúcnosti.

7. Závěry

Dopravné systémy spotrebúvajúce naftu nemôžu zvládnuť rastúce nároky na dopravu v 21. storočí. Elektricky napájané systémy vysokorychlostnej a mestskej dopravy sú schopné tieto požiadavky riešiť energeticky, ekologicky a ekonomicky prijateľnejšie ako jestvujúce systémy. Prirodzene, ak bude svetová (nielen) dopravná politika predvídať zmeny v zdrojoch energie očakávané v budúcich desaťročiach.

motors for electromobiles goes on successfully. All big automobile and electric equipment-producing companies in the world prepare their projects in this industry branch to be ready for the boom expected in electric road vehicle production in the future.

7. Conclusions

The improving transport demands in the 21st century and later cannot be met by transport systems consuming fossil fuels. Electrically powered systems both of high speed and city mass transport are able to solve these demands in a more energy-, ecologically- and economically-friendly way than existing systems. Naturally, if the world (not only) transport policy anticipates expect changes in energy resources in the next few years.

Literatúra - References

- [1] MARŠÁLEK, O.: *Vliv současné energetické situace na rozvoj elektrického vytápění*. Elektrotechnik č. 4/90, s. 85-87.
- [2] DANBY, G., POWELL, J.: *The Development of Maglev - Yamanishi and Beyond*. Proceedings of papers read by occasion of opening the Yamanashi Maglev Test Line on April 4th, 1997, p. 4-19.
- [3] DRÁBEK, J.: *Energetická náročnost dieselektrické vozby*. Železniční technika č. 12/1982, s. 13-18.
- [4] LACÔTE, F.: *Die TGV-Fahrzeugfamilie der SNCF*. Elektrische Bahnen Nr. 5/1992, S. 176-179.
- [5] DRÁBEK, J.: *Pozemní vedená vysokorychlostní doprava v Japonsku*. Nová železniční technika č. 3/1997, s. 66-69.
- [6] DRÁBEK, J.: *Vysokorychlostní doprava soupravami s magnetickou levitací v Japonsku*. Nová železniční technika č. 4/1997, s. 98-101.
- [7] Hirota, T.: *The Second Train Set for the Yamanashi Test Line*. Quarterly Report of RTRI Tokyo, Feb. 1998.
- [8] KRETSCHMAR, R.: *Das Magnetschnellbahn-Projekt Berlin - Hamburg und die Einsatzmöglichkeiten des Transrapid in den Pan-Europäischen Verkehrskorridoren*. Zborník konferencie Budúcnosť vysokorychlostnej dopravy na Slovensku v európskom kontexte, Stará Lesná 9. - 11. 10.1997, s. 6-16.
- [9] www.rtri.or.jp - web site of the Railway Technical Research Institute (RTRI) Tokyo.
- [10] HASEGAWA, H.: *Maglev vehicles MLX01 attained 1003 km/h relative speed of two trains passing on the Yamanashi Test Line*. Quarterly Report of RTRI Tokyo Nr. 2/2000.
- [11] SEKI, A.: *The JR-Maglev System after Three Years Evaluation Tests*. Quarterly Report of RTRI Tokyo Nr. 2/2000.
- [12] PALEČEK, J., PALEČEK, L.: *TRANSRAPID - nová dimenze v dopravní technologii*. Nová železniční technika č. 1/1998, s. 2-4.

Rastislav Tabaček – Ján Vittek *

ELEKTRICKÁ VÝZBROJ HNACÍCH KOLAJOVÝCH VOZIDIEL SÚČASNÝ STAV A PERSPEKTÍVY

THE ELECTRIC EQUIPMENT OF TRACTION VEHICLES CURRENT DEVELOPMENT AND PERSPECTIVES

Elektrická výzbroj kolajových vozidiel prešla v poslednom období veľmi rýchlym vývinom. Zásadne sa zmenil trakčný pohon, kde sa jednoznačne presadili asynchrónne motory. Riadenie asynchrónnych motorov si vyžaduje komplikované riadiace obvody pre riadenie statických meničov, ktoré vyrábajú trojfázový prúd s premenlivou frekvenciou a premenlivým napätím. Vlastnosti pohonov a vozidiel sú dané riadiacou technikou umožňujúcou úplnú automatizáciu jazdy vlaku tak, ako je to nevyhnutné najmä pre vysoké rýchlosti.

1. Úvod

Viac ako 100-ročný vývin elektrických kolajových vozidiel ukázal, že hľadanie optimálneho pohonného systému súvisí s riešením troch okruhov problémov:

- vlastností trakčného motora,
- prívod energie do vozidiel,
- vplyv elektrickej trakcie na energetickú sústavu.

Z vývoja sa zachovali 3 základné prúdové systavy: 3 kV, js, 25 kV, 50 Hz; 15 kV, 16 2/3 Hz. Z motorov sa uplatňujú najmä motory jednosmerné (motor sériový a motor s cudzím budením), motor jednofázový komutátorový a motor trojfázový (synchronný alebo asynchrónny).

Kombináciou trakčných sústav a trakčných motorov vzniklo množstvo variantov trakčného pohonu. V jednosmernej prúdovej sústave sa objavujú okrem jednosmerných motorov i motory trojfázové a rovnako v trakčných sústavách striedavých sú bežné motory jednosmerné aj striedavé, trojfázové i jednofázové. Všetko to vyplýva zo snahy optimálne riešiť horeuvedené problémy pri rôznom stupni vývinu technických prostriedkov a dopravných požiadaviek.

Požiadavky na elektrický pohon boli vždy jednoznačné: plynulá regulácia rýchlosti a momentu s požiadavkou, aby maximálny moment bol dosiahnuteľný pri rozbehu z pokoja. Ďalej malá hmotnosť, malé rozmery, preťažiteľnosť, jednoduchá regulácia, hladký priebeh otáčavého momentu, nenáročná údržba, spoľahlivosť, možnosť automatického riadenia, nízka cena.

The electric equipment of traction vehicles has undergone very fast development during the last period. Traction drive was changed dramatically where induction motors took over. Control of induction motors needs sophisticated control circuitry for control of static converters, which produce three-phase current of variable frequency and variable voltage. Performance of the drives and vehicles are then determined by the control techniques, which enable complete automation of the train motion, as it is demanded mainly for high-speed service.

1. Introduction

More than 100 years of old development of the electric traction vehicles has shown that the investigation of an optimal drive system is coupled with the technical solution of three basic problems:

- performances of traction motor,
- energy feeding of vehicles,
- interaction of the electric traction within energetic system.

Three basic supply systems 3kV, DC, 25 kV, 50 Hz and 15 kV, 16 2/3 Hz had survived historical development. The traction motors currently exploited are mainly DC motors (series motor and separately excited), single-phase commutated motor and three-phase motor (synchronous or induction).

By the combination of traction systems and traction motors many variants of traction drive were developed. There are DC motors beside three-phase motors in the DC supply traction systems as well as DC motors, and AC motors three-phase or single-phase are exploited in AC supply traction systems. This is all a result of looking for optimal solutions of the aforementioned problems at various stages of development of technical means and traction demands.

The demands on traction drive were always unambiguous: fluent control of speed and torque with demand to achieve maximum torque from standstill. Further, it is minimal weight, minimal dimensions, possibility of overload, simple control, fluent torque without ripple, non-pretentious maintenance, possibility of automatic control and low price.

* Rastislav Tabaček, Ján Vittek

University of Žilina, Dept. of Electrical Traction and Energetic, Velky diel, SK-01026 Žilina, Slovakia,
E-mail: tabacek@fel.utc-sk, vittek@fel.utc-sk

2. Trakčný pohon a trakčné prúdové sústavy

Väčšinu spomínaných základných požiadaviek plní motor jednosmerný, sériový, ktorého prirodzené mechanické charakteristiky sa takmer stotožnili s požadovanou trakčnou charakteristikou hnacieho vozidla. Pri použití modernej regulačnej techniky a automatizácie riadenia v oblasti pohonu i brzdenia sa k sériovému motoru priradil i motor s cudzím budením.

Ich nevýhodou sú najmä väčšie rozmery a hmotnosť (pri napätí 3000 V je to cez 3 kg.kW^{-1}). Tieto sa nepriaznivo hodnotia najmä pri vozidlách na vysoké rýchlosti.

Výhodné vlastnosti jednosmerných motorov spôsobili vznik jednosmernej prúdovej sústavy, ktorá sa ukázala tiež ako optimálna z hľadiska pôsobenia na energetickú sieť. Usmerňovače v meniarňach zaťažujú všetky tri fázy energetickej siete symetricky s účinníkom 0,95 a s nepatrným obsahom vyšších harmonických. Problémy nastávajú až pri prenosoch veľmi vysokých výkonov (6 – 10 MW na jeden vlak), lebo vysoké prúdy spôsobujú veľké úbytky napätia v trolejovom vodiči a zvýšené straty prenosom. Je treba znižovať vzdialenosť medzi napájacími stanicami (na 10 – 15 km). Neprijemným dôsledkom je i korózia kovových inžinierskych sietí uložených v zemi vplyvom blúdnych prúdov.

Jednofázové prúdové sústavy s napätím 25 kV a 15 kV odstraňujú ťažkosti spôsobené prenosom prúdu do vozidiel. V minulosti rozšíreniu striedavých sústav bránili problémy s riešením trakčného pohonu. Bolo treba nájsť motor na striedavý prúd, ktorý by plnil horeuvedené základné požiadavky. Indukčné motory v jednofázovom prevedení sa pre veľké výkony nedajú použiť, preto bol použitý jednofázový sériový komutátorový motor. Tento motor má trakčné i regulačné vlastnosti podobné motorom jednosmerným. Bohužiaľ, trakčný motor okrem nevýhod uvedených pri jednosmernom motore má ešte jednu neprijemnú vlastnosť: Striedavé napájacie napätie vyvoláva neodstraniteľné iskrenie na komutátore a motor má najmä pri rozbehu problémy s komutáciou. Aj keď bola konštrukcia motora podriadená zlepšeniu komutácie – nízke svorkové napätie, delené uhľiky, veľký počet pólov, paralelný odpor k pomocným pólom a najmä zníženie frekvencie v napájacej sieti na $16,2/3 \text{ Hz}$, motor prakticky neumožňuje ťažké rozbehy vlakov s veľkou záťažou. Motor je vhodný pre ľahšie vlaky a vyššie rýchlosti. Hmotný výkon motora je asi 2,8 až 3 kg.kW^{-1} .

Jednofázový prúd s napätím 15 kV a frekvenciou $16 \frac{2}{3} \text{ Hz}$ sa získava dosť zložitou cestou v meniarňach alebo si dráha vyrába prúd vo vlastných elektrárnach. Táto druhá cesta sa ukázala byť výhodná, lebo sa odstránili problémy s plnením prísnych požiadaviek energetiky ako na účinník, tak na nesymetriu a obsah vyšších harmonických. Pre ťažkosti s jednofázovým motorom sa skúmali možnosti použiť pri jednofázovom striedavom napájaní vhodnejší motor – jednosmerný alebo trojfázový. Vznikli tak vozidlá opatrené meničmi najskôr rotačnými, neskôr statickými. Odpadli problémy so znižovaním frekvencie a napätie sa zdvihlo na 25 kV.

Nevýhodou striedavej sústavy s napätím 25 kV, 50 Hz sú najmä nepriaznivé vplyvy na energetickú sieť:

2. Traction drive and traction supply systems

A series DC motor fits all aforementioned basic demands the best way because its natural mechanical characteristics are nearly identical with the demanded traction characteristic of traction vehicle. When modern control technique and automation during the traction and braking mode is used the DC separately excited motor belongs in the same group. Main disadvantages of the DC motors are primarily higher dimensions and weight (it is approximately 3 kg.kW^{-1} for supply system 3 kV DC). It is a negative feature mainly for high-speed service vehicles.

Suitable performances of DC motors resulted in the development of the DC traction supply system, which is optimal also from the point of interaction between a traction supply system and energetic network. The traction substation rectifiers load all three phase of energetic network symmetrically with power factor 0.95 and with a very low content of higher harmonics. The problems are encountered only when transfer of high power is demanded (6 – 10 MW for one train), because high currents introduce high-voltage drops in overhead network resulting in an increase of power losses. Then it is necessary to decrease the distance between traction substations (up to 10 – 15 km). Negative influence of a DC traction supply system is also corrosion of metal piping and metal equipment placed in the earth due to eddy currents.

Single-phase traction supply systems at voltages 25 kV and 15 kV eliminate problems of vehicles' energy feeding. Their historical development had constraints in the solution of traction drive. It was necessary to find such an AC motor, which suits all the mentioned basic demands. Induction motors constructed as single-phase cannot be used due to high-power demands, and it was the reason for development of single-phase series commutated motor. This traction motor has similar performance as DC series motor. Unfortunately, this traction motor beside the disadvantages mentioned in connection with DC motor has one more negative feature: AC supply voltage resulted in unavoidable commutated sparking and motor has problems with sparking during starting. Even if construction of the motor underwent special design features to improve commutation such as low terminal voltage, multiple poles, divided brushes, parallel shunt to the commutating poles and mainly a decrease of supply traction network frequency to $16 \frac{2}{3} \text{ Hz}$, the motor does not enable heavy-duty speed-up with heavy traction load. The motor is suitable mainly for light trains and higher speeds. Specific power of the motor is approximately from 2.8 up to 3 kg.kW^{-1} .

Single-phase supply traction system 15 kV at frequency $16 \frac{2}{3} \text{ Hz}$ is gained in a rather complicated way in converter power stations, or a railway produces it itself in its own power stations. This second possibility has shown some advantages due to the fulfillment of strict energy requirements on a power factor as well as an asymmetrical load and higher harmonics content. Due to problems with a single-phase motor, the possibilities of exploitation of a more suitable traction motor were researched – DC or three-phase AC. It was reason for the development of vehicles with converters, which were firstly rotational and later static. In such a way the problems with the frequency changing disappeared, and voltage was increased up to 25 kV.

- jednofázový odber spôsobuje v trojfázovej sieti napäťovú nesy metriu, ktorá obmedzuje veľkosť odoberaného výkonu (zmenšenie vzdialenosti napájacích staníc),
- rušne pracujú so zhoršeným a veľmi premenlivým účinníkom ($\cos\varphi = 0,2$ až $0,8$). Je treba použiť špeciálne zapojenia riadených usmerňovačov s nútenou komutáciou tyristorov, čím sa darí účinník na vozidle zlepšiť na požadované hodnoty. V zahraničí sa s obľubou používajú tzv. štvorkvadrantové impulzové meniče, používané vo funkcii vstupného (aj rekuperačného) impulzového usmerňovača.

3. Bezkomutátorové trakčné motory

Komutátor v motoroch zväčšuje hmotnosť a rozmery stroja, obmedzuje jeho otáčavú rýchlosť a zvyšuje nároky na údržbu. Dnes pri požiadavke minimalizovať hmotnosť podvozkov pri veľmi vysokom výkone motorov a pri vysokom nároku na spoľahlivosť je potrebné použiť motory bez komutátorov [1, 2]. Používajú sa dva druhy motorov:

- a) motory synchronne (ventilové)
- b) motory asynchrónne s kotvou nakrátko.

3.1 Synchronný trakčný pohon

Trakčné pohony so synchronným ventilovým motorom sa napájajú trojfázovým prúdom cez relatívne jednoduchý statický menič. Budenie rotora sa vykonáva jednosmerným prúdom privádzaným cez krúžky. Regulácia momentu a otáčok sa robí zmenou výšky svorkového napätia a zmenou budenia podobne ako pri jednosmernom motore. Reguláciu frekvencie napájacieho prúdu si zabezpečuje motor sám prostredníctvom snímača polohy rotora, ktorý riadi spínanie tyristorov meniča v závislosti od otáčavej rýchlosti rotora. Meniče môžu byť pripojené na napájacie napätie striedavé (jednofázové alebo trojfázové), alebo napätie jednosmerné. Trakčné vlastnosti pohonu sú obdobné ako pri jednosmernom motore. Takýto pohon je použitý napr. na vysokorychlostných jednotkách TGV francúzskych dráh. Hmotný výkon motora je okolo $2,5 \text{ kg.kW}^{-1}$.

3.2 Asynchrónny trakčný pohon

Asynchrónny motor s kotvou nakrátko má zo všetkých uvedených strojov najmenší hmotný výkon $1,2 \text{ kg.kW}^{-1}$. Maximálne otáčky sú obmedzené v súčasnosti pevnosťou ložísk a prevodovkou. Motor je veľmi spoľahlivý a nenáročný na údržbu. Stáva sa tak motorom, ktorý má najväčšie perspektívy.

Pre trakčné účely je však treba zmeniť jeho základné vlastnosti, ktoré poznáme z klasických aplikácií a vytvoriť regulačný pohon s vysokým záberovým momentom. To sa dosiahne reguláciou frekvencie a svorkového napätia. Statické frekvenčné meniče

Disadvantages of the AC traction system 25 kV 50 Hz are mainly negative influences on energetic network:

- single-phase traction load causes voltage asymmetry in the three-phase network, which imposes a limit on maximum of fed traction power (decreased of the traction substations distance),
- locomotives work with decreased and variable power factor ($\cos\varphi = 0.2 - 0.8$). The special connection of control rectifiers with forced commutation is necessary with possibility to improve the power factor to the demanded value in return. The four-quadrant impulse converters are widely used abroad in the function of input (also regenerative) impulse converter.

3. Commutator less traction motors

The commutator of the motor increases weight and volume of the machine, limits its angular speed and increases maintenance demands. To meet today's demand on minimal weight of bogie at very high motor power and high-reliability demand it is necessary to employ motors without commutator [1, 2]. Two basic types of motors are used:

- a) brush-less DC motors (electronically commutated synchronous motors)
- b) squirrel cage induction motors.

3.1. Traction drive with synchronous motors

Traction drives with electronically commutated synchronous motors are supplied with three-phase AC current via relatively simple static converter. The excitation is made by DC current through rings. The torque and angular speed control is performed with the change of terminal voltage value and with the change of excitation similar way as it corresponds to the DC motor. The control of supply current frequency is made by the motor itself by means of rotor position sensor, which controls switching states of semiconductor converter switches as a function of angular rotor speed. The converters can be connected to the supply voltage (single-phase or three-phase) or DC supply voltage. Traction performances of the drive are then similar to the DC motor. Such kind of the drive is exploited e.g. for TGV high-speed trains of the French Railways. Power per unit of mass is approximately around 2.5 kg.kW^{-1} .

3.2. Traction drive with induction motors

Squirrel-cage induction motor has the minimal specific mass per unit of power of all listed motors, which is equal 1.2 kg.kW^{-1} . Nowadays, maximum rotational speed is only limited by mechanical stress of bearings and gearbox. The motor is very reliable and non-pretentious in maintenance. It becomes the most perspective traction motor now.

But for traction applications it is necessary to change its basic performance as it is known from classical applications and to create controlled drives with high standstill torque. This is achieved by the control of frequency and terminal voltage. Static frequency

pracujú na princípe zmeny jednosmerného napätia na napätie striedavé.

Samotné riadenie asynchrónneho trakčného motora je veľmi náročným a zložitým problémom a prebieha nepretržitým vývinom. Podobne je to i s konštruovaním samotného motora, ktorý vyžaduje pre trakčné použitie špeciálnu konštrukciu.

Pre úspešnú aplikáciu indukčných strojov napájaných z meničov v elektrickej trakcii bol rovnako ako vývoj meničov dôležitý aj vývoj riadiacich metód a obvodov, akými sú mikroprocesory a DSP. Zatiaľ čo prvá generácia 3-fázových lokomotív užívala pomerne jednoduché *'skalárne riadenie'* charakteristik sklz/frekvencia, vznikol v 80. rokoch úspešný princíp *'vektorového riadenia'* orientovaného na rotorové pole („vektorové riadenie“), kombinovaný s impulznou šírkovou moduláciou – PŠM (PWM). Koncom 80. rokov sa objavila *'priama samoregulácia'* (DSC), orientovaná na statorový tok, ktorá má zvláštny význam, lebo najlepšie využíva obmedzenú spínaciu frekvenciu výkonných GTO tyristorov. Pre rýchle tranzistory IGBT (trakčné meniče pre ľahké železnice a metro) je slubná voľba *'nepriame riadenie statorových veličín'* (ISC – Indirect Stator Quantities Control), ktoré spája dynamické prednosti a robustnosť orientácie na statorový tok s osvedčenými výhodami PWM [1, 3, 4, 5, 6, 7, 10].

4. Pomocné zariadenia vozidiel

Pomocné pohony – najmä pohony kompresorov a ventilátorov na vozidlách ŽSR sú stále jednosmerné. Napätie sa znížilo na 440 V a na ich spúšťanie sa použili statické meniče. Toto riešenie umožnilo použiť motory s menšou hmotnosťou, odstrániť preťaženie pri rozbehu, regulovať výkon ventilátorov a nezávislosť na kolísaní napätia v trakčnej sieti. Vývin vo svete smeruje k asynchrónnym motorom aj pri pomocných pohonoch.

Všetky spomínané druhy elektrických pohonov umožňujú elektrodynamické brzdenie – odporové i rekuperačné. Elektrodynamická brzda sa stáva základným vybavením hnacích vozidiel, ktoré používajú elektrické trakčné motory.

Riadiace systémy sú dnes bezpochyby veľmi dôležitou súčasťou hnacích vozidiel. Pri zvyšovaní rýchlosti riadenia vozidiel postupne preberá počítač. Konštrukciu a výrobu samočinného riadenia prevzali najvyššie firmy, ktoré sa zaoberajú riadením lietadiel a kozmických rakiet. Z hľadiska bezpečnosti a spoľahlivosti sú to najviac kontrolované obvody. Celý rad snímačov umiestnených vo vlaku i na trati sleduje technický stav dôležitých uzlov, údaje sa zaznamenávajú a poruchy hlásia dispečerovi.

5. Perspektívy a podmienky budúceho vývoja

Ak výrobcovia koľajových vozidiel chcú nadviazať na bývalú tradíciu a vstúpiť na svetové trhy, budú musieť podstatne zmeniť technickú úroveň najmä elektrickej výzbroje. Dnes nie je rozho-

vertorov, ktoré operujú na princípe prevodu DC napätia na AC napätie, sú zvyčajne použité.

Control of the induction motor itself is a very pretentious and complicated problem, which is under permanent development. The same can be said about construction of the motor, which needs special construction for traction applications.

For successful implementation of the induction motors supplied from static converters in electric traction the development of control methods and their implementation via microprocessors and DSPs was equivalently important as development of converters. While the first generation of three-phase locomotives was controlled by the relatively simple *'scalar control'* of 'slip-frequency' characteristics, during 1980's the *'vector control'* with orientation on rotor flux in combination with pulse-width modulation (PWM) was established. At the end of the 1980's the very important control technique known as *'direct self control'* (DSC) with orientation on stator flux was developed and took over the other control techniques, because of the best way to utilize power GTO thyristors switching frequency. Finally, for fast transistors IGBT, construction elements of traction converters for light railways and underground systems is a very suitable control technique known as *'Indirect stator quantities control'* (ISC) where the advantages of dynamic performance and robustness of stator flux orientation are combined with known advantages of PWM [1, 3, 4, 5, 6, 7, 10].

4. Auxiliary equipment of traction vehicles

Auxiliary equipment, mainly drives of compressors and fans of traction vehicles of ŽSR, are still DC. Their voltage was decreased to 440 V and static converters are used to increase speed. This solution enabled exploitation of the lower-weight motors, elimination of overload during speed-up, control of fan power and independence of auxiliary equipment on voltage fluctuations. The world development has direction to utilize induction motors also for auxiliary equipment.

All aforementioned traction drive systems enable electro-dynamical braking – resistive or regenerative. Electro-dynamic brakes are standard equipment on traction vehicles, which utilize electric traction motors.

Control systems are nowadays undoubtedly a very important part of traction vehicles. With the increase of vehicle speed the computer gradually takes control. The construction and production of automatic control was taken over by the most sophisticated firms involved in control of airplanes and space missiles. These are the most checked circuitry from the safety and reliability point of view. All complexes of sensors placed in the train and on route sense the technical conditions of the most important parts and while the data are stored, the failures are recorded and announced to the dispatcher.

5. Perspectives and conditions of future development

If railway vehicle producers want to keep former tradition and to enter the world market they will need to substantially change their technical conception of electrical equipment. The price is not

dujúca cena, ale technická úroveň a koncepcia pohonu s jeho vstupnými technickými i užívateľskými charakteristikami.

V osobnej doprave je tendencia používať ucelené vlakové súpravy. Pritom nejde len o systémy, ktoré sú konštruované na rýchlosti rádovo $300 \text{ km}\cdot\text{h}^{-1}$, ale i o súpravy pre nižšie rýchlosti. Prevádzka vysokými rýchlosťami znamená najväčší skok v použitej technológii vozidiel, nárokoch na trate i celú infraštruktúru. Vo svete overené technické riešenia umožňujú širokú unifikáciu designu i technických riešení medzi vozidlami súprav určených pre rôzne druhy osobnej dopravy.

Vzhľadom na medzinárodný charakter železničnej dopravy je treba budovať rýchle vlaky použiteľné pre všetky tri prúdové sústavy: 3 kV, js.; 25 kV, 50 Hz; 15 kV, 16 2/3 Hz. Vychádzať z vysokých nárokov na mechanickú i elektrickú časť, nízku hmotnosť a vysokú kvalitu. Výkonovú elektrickú časť je možno charakterizovať asynchrónnymi trakčnými motormi, napájanými napäťovým striedačom, vstupný menič štvorkvadrantový, elektrodynamická brzda [8, 9]. Pomocné pohony asynchrónne. Číslicové riadenie vrátane diagnostiky, začlenené do automatizovaného systému riadenia železničnej dopravy. Použiť informačný systém súpravy vrátane audio a video programu.

Veľmi náročnou úlohou je najmä dodržanie nízkej hmotnosti trojsystémového vozidla.

Z pohľadu na súčasný stav techniky elektrických zariadení hnacích vozidiel bude treba urobiť veľké pokroky v týchto základných skupinách:

- systémy elektronických silových meničov,
- trakčné motory,
- prístrojové vybavenie,
- menič a motory pre pomocné pohony,
- riadiace systémy.

Koncepcia trakčných a pomocných pohonov, vrátane polovodičovej techniky smeruje k značnej unifikácii ich technologického prevedenia. Moderné riešenie meničov typu usmerňovač, impulzový menič, striedač a ďalších, predpokladá použitie špičkových polovodičových prvkov, ako sú vysokovýkonné diódy (4500 A, 8000 V), GTO tyristory (2500 A, 5500 V), IGBT výkonové tranzistory (3000 A, 3300 V), a iné. Výkonové prvky spolu s pomocnými zariadeniami sú konštrukčne usporiadané do blokov pre stavebnicové použitie. Je treba konštruovať kvapalinové alebo odparovacie chladenie výkonových prvkov s použitím ekologicky bezchybného média. Vyžadujú sa 4-kvadrantové impulzové usmerňovače, impulzové meniče a striedače napäťového typu ako aj viacúrovňové zapojenia trakčných meničov [7, 8, 9, 10, 12, 13].

Nie sú pochybnosti o tom, že sa budú naďalej používať asynchrónne motory s kotvou nakrátko. Bude však treba pre perspektívne použitie stanoviť výkonové, hmotnostné i rozmerové požiadavky, ktoré sú realizovateľné za predpokladu zvládnutia technológie teplotnej odolnosti minimálne v triede H. Magnetický obvod strojov bude riešený na báze malostratových plechov. Výkonové rady trakčných motorov budú dosahovať až 900 – 1200 kW

decisive today but technical level and concept of the drive with its technical and user's characteristics.

There is a tendency to use complete train units in passenger service. It is not only a question of the systems, which are constructed for speed of approximately $300 \text{ km}\cdot\text{h}^{-1}$ but also the train units for lower speed. High-speed service means the highest step in vehicle technology used including routes and infrastructure requirements. The technical solutions verified in the world enable a wide range of design unification and technical solutions among the vehicles designed for various kinds of passenger transportation.

From the point of view of international character of railway transportation it is necessary to build fast trains, which enable service for all three traction supply systems: 3 kV, dc; 25 kV, 50 Hz and 15 kV, 16 2/3 Hz. At the same time, it is desirable to fulfill the high demands on mechanical and electrical parts, low mass and high quality. The characteristic of the electrical power part is determined by inducting traction motors supplied via voltage source inverter, four-quadrants input converter and electro-dynamic brakes [8, 9]. The motors of auxiliary equipment are induced. Digital control including diagnostics is composed in automatic control system of railway transport. The information system used must include audio and video program.

A very challenging task is to keep low mass of a three-systems vehicle.

From the point of view of present development of railway vehicle electric equipment it will be necessary to make substantial progress in the following basic groups:

- systems of electronic power converters,
- traction motors,
- apparatus equipment,
- converters and motors for auxiliary drives,
- control systems

The concept of traction and auxiliary drives including semiconductor converters is directed at the high unification of their technological construction. Modern solution of such converter types as rectifier, chopper, inverter and others suppose utilization of the state-of-art semiconductor elements, such as high power diodes (4500 A, 8000 V), GTO thyristors (2500 A, 5500 V), IGBT transistors (3000 A, 3300 V) and others. Power equipment together with auxiliary equipment is arranged in the construction blocks for modular exploitation. It is necessary to construct liquid or vapor cooling of power elements with ecologically friendly filling. Four quadrant pulse converter, choppers and voltage type inverters are demanded as well as multi-level connection of traction converters [7, 8, 9, 10, 12, 13].

There is no doubt about the utilization of squirrel-cage induction motors. From the perspective view it will be necessary to properly adjust parameters of power, weight and volume for their exploitation, which are producible under the assumption that the technology of heat insulation class 'H' is mastered. The magnetic cores will be constructed from low-loss sheets. Power types of

s realizáciou riadenia rýchlosti bez snímača na hriadelí [8, 12, 13, 14].

Novú koncepciu bude treba voliť i pri riešení transformátorov a tlmiviek. Musia vyhovovať frekvencii 50 i 16 2/3 Hz, s usporiadaním vinutia i magnetického obvodu vhodným pre rôzne typy polovodičových meničov. Najmä z váhových a rozmerových príčin treba použiť kvalitné plechy, špičkovú izoláciu vodičov a nové chladiace systémy. Tlmivky v obvodoch meničov musia zvládnuť frekvencie minimálne 1200 Hz. Bude treba zaviesť nové hlavné vypínače (striedavý s vákuovým zhasaním a rýchly jednosmerný pre ochranu najmä polovodičových meničov). Tiež je nutné zaistiť nové spínače výkonové i bezvýkonové spínače do trakčných i pomocných obvodov s požiadavkami na minimálne rozmery, hmotnosť, vysokú spoľahlivosť a životnosť.

Systémy riadiacej elektroniky na hnacích vozidlách i vagonoch zaisťujú všetky funkcie spojené s riadením pohonov, ochranami, diagnostikou zariadení i službami obsahujúcemu personálu a cestujúcim. Ide najmä o tieto bloky:

- riadiace obvody trakčných a pomocných pohonov,
- automatické riadenie jazdy,
- ochranné a signalizačné obvody,
- diagnostické obvody,
- palubnú informatiku,
- ovládanie a riadenie pomocných agregátov,
- zariadenie telefónneho a rádiového spojenia,
- audio a video zariadenia pre cestujúcich.

Požadovaný trakčný asynchrónny pohon so statickými meničmi a elektronickým riadením s použitím mikroprocesorov umožňuje celý proces riadenia vozidla projektovať na samých medziach možnosti využitia pohonu vozidla i požiadaviek automatizovanej koľajovej dopravy [10].

Vozidlová diagnostika zaisťuje priebežnú kontrolu dôležitých častí vozidla s operatívnu komunikáciu človek – stroj, aj záznam pre neskoršie opravárenské úkony.

Mikro počítačový systém teraz používaný je v porovnaní s predtým používanou analógovou technikou jednoduchší, spoľahlivejší a odolnejší proti rušeniu.

Dôležitou súčasťou riadiacich systémov bude ich programové vybavenie, ktoré bude dielom projektantov vozidiel, ale aj vývojových zložiek užívateľa. Je známe, že aj úroveň automatizovaných riadiacich systémov na koľajových vozidlách význačne ovplyvňuje úžitkovú hodnotu, t. j. predajnosť a cenu vozidla.

Literatúra – References:

- [1] DEPENBROCK, M., STEIMEL, A.: 'High Power Traction Drives and Converters'. Proceedings of Electrical drives Symposium '90 Capri, Italy, pp. 11–19.
- [2] BRENNEISEN, J., FUTTERLIEB, E., MÜLLER, E., SCHULZ, M.: 'A New Converter Drive System for a Diesel-Electric Locomotive with an Asynchronous Traction Motor'. IEEE Transactions on Industry Application, Vol. IA-9, No.: 4, pp. 482–491.

traction motors will reach up to 900 – 1200 kW with speed control without shaft sensor [8, 12, 13, 14].

New conception must be developed for construction of transformers and chokes. They must be suitable for frequency 50 Hz as well as for 16 2/3 Hz with core and winding arrangement suitable for various types of semiconductor converters. From the weight and volume point of view it is necessary to use a high quality sheets, top-class insulation of conductors and new cooling systems. The chokes for converter circuitry must be capable of carrying frequency 1200 Hz. It will be necessary to introduce new main switches (AC with vacuum extinguisher and very fast DC for semiconductor elements protection). Also, it is essential to ensure a new power and non-power switches for traction and auxiliary drives with the demands of minimum volumes and mass and with high reliability as well as long durability.

Electronic control systems of traction vehicles and carriages ensure all activities coupled with main drive control, protection devices, equipment diagnostic and services for railway personal and travelers. It is a case mainly of the next blocks

- control systems of traction and auxiliary drives,
- automatic control of train movement,
- safety and signaling devices,
- diagnostic circuitry,
- on-board informatics,
- control of supplementary aggregates,
- apparatus for radio and telephone connections,
- audio and video equipment for passengers.

Demanded traction drive utilizing induction motor supplied through static converters and microprocessor controlled enables to design all process of vehicle control on the limits, which ensure to utilize the maximum of the drive performance as well as the demands of automatic railway transportation [10].

Vehicle diagnostics ensure the uninterrupted checking of the vehicle's most important parts including human-machine communication and recording of events for later repair services.

Now, the microprocessor system used is much more simple, more reliable and less noise sensitive when compared with older systems based on analogue technique.

The software is a very important part of the control systems, which will be created not only by vehicle constructor but also the user development center. It is known that the level and quality of automatic control systems of railway vehicles play an important role in its utilization value, e.g. marketability and price of the vehicle.

- [3] STEIMEL, A., WIESSEMAN, J.: *Further Development of Direct Self Control for Applications in Electric Traction*. Proceedings of IEEE Int. Symposium on Industrial Electronics ISIE '96, Warsaw, Poland, Vol. 1, pp. 180-185.
- [4] STEIMEL, A.: *Steuerungsbedingte Unterschiede von Wechselrichtergergespeisten Traktionsantrieben*. Elektrische Bahnen, Vol.92, (1991), No. 1/2, pp. 24-36.
- [5] JÄNECKE, M., HOFMANN, F., KOCH, S.: *Fast Torque Control of an IGBT-Inverter-Fed-Three-Phase AC Drive in the Whole Speed Range - Experimental Results*. Proceedings of 6th EPE Conference, Sevilla, Spain, vol. 3, pp. 399-404.
- [6] DEPENBROCK, M., HOFMANN, F., KOCH, S.: *Speed Sensorless High Performance Control for Traction Drives*. Proceedings of 7th EPE Conference, Trondheim, Norway, (1997), pp. 1418-1423.
- [7] HABETLER, T. G.: *A Space-Vector Based Rectifier Regulator for AC/DC/AC Converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, No.: 1, (1993) pp. 30-36.
- [8] BAADER, U., DEPENBROCK, M., GIERSE, G.: *Direct self control (DSC) of Inverter Fed Induction Machine: A Basics for Speed Control without Measurement*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No.: 3, (1992), pp. 581-588.
- [9] DOBRUCKÝ, B., CHALOUPKA, F., FRISCH, P.: *Rekupační brzdění měničového pohonu s asynchronním motorem a čtyřkvadrantovým impulsním usměrňovačem*. Proceedings of International conference, Žilina, Slovakia, (1993), pp. 95-104.
- [10] STEIMEL, A.: *Control of the Induction Machine in Traction*. Proceedings of EPE PEMC '1998 Conference, Prague, Czech Republic, pp. K4-1-6.
- [11] WU, X. Q., STEIMEL, A.: *A Direct Self Control of Induction Machines Fed by a Double Three-Level Inverter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, No.: 4, (1997), pp. 519-528.
- [12] BONANO, F., CONSOLI, A., RACITY, A., TESTA, A.: *An Innovative Direct Self-Control Scheme for Induction motor Drives*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No.: 5, (1997) pp. 368-373.
- [13] STEIMEL, A., JANSEN, M.: *Direct Self-Control with Minimum Torque Ripple and High Dynamics for a Double Three-Level GTO Inverter*. Proceedings of EPE PEMC '2000 Conference, Košice, Slovak Republic, Vol. 3, pp.3-1 -5.
- [14] KUBOTA, H., MATSUE, K.: *Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No.: 5, (1994), pp. 1219-1224.

Rastislav Lukáč – Stanislav Marchevský *

PREHLAD VEKTOROVÝCH FILTROV PRE FAREBNÉ OBRAZY ZNEHODNOTENÉ IMPULZOVÝM ŠUMOM

A REVIEW OF VECTOR FILTERING SCHEMES FOR COLOR IMAGES CORRUPTED BY IMPULSE NOISE

S rozvojom nových komunikačných technológií, napr. systémov pre videotelefóny, videokonferenčných systémov, HDTV, internetu a digitálnej televízie, vyvstala aj požiadavka číslicového spracovania farebných obrazov. Vzhľadom na skutočnosť, že farebné obrazy predstavujú vektorovo-hodnotové signály, dôraz pri spracovaní sa kladie na použitie vektorových techník. V prípade odstraňovania šumu v obrazoch sa tento problém dotýka vektorových filtrov. Z týchto dôvodov je témou tohto článku prehľad najčastejšie používaných vektorových filtrov pre potlačanie impulzového šumu vo farebných obrazoch.

1. Úvod

Farebný obraz je vektorovo-hodnotový signál, ktorý je možné opísať tromi základnými farebnými zložkami, napr. červená, zelená a modrá (red, green, blue – RGB) alebo inou trojicou zložiek (YUV, YIQ, atď.). Skladaním týchto zložiek [11, 14] je možné vyrobiť ľubovoľný farebný odtieň, pričom v mnohých prípadoch poskytovaná farebná informácia o objektoch na scéne zjemňuje a spríjemňuje účinnosť obrazových systémov. V prípade poškodenia tejto informácie impulzovým šumom je potrebné tento šum odstrániť, t. j. filtrovať nielen z dôvodu zlepšenia vizuálnej kvality obrazov, ale filtrácia uľahčuje ich ďalšie spracovanie, napr. pri kompresii alebo segmentácii.

Charakteristickou črtou vektorovo-hodnotových signálov je, že jednotlivé vzorky nie sú korelované len vo vnútri snímky, ako v prípade monochromatických obrazov, ale pri spracovaní sa už uvažuje a využíva aj korelácia medzi farebnými kanálmi [1, 8, 11, 17, 23]. Vzhľadom na túto skutočnosť je možné rozdeliť filtračné techniky na skalárne (zložkové) a vektorové. Zvyčajne sa v spracovaní viacrozmerých signálov používajú zložkové (t. j. každý kanál osobitne) filtračné techniky bez uvažovania závislosti medzi zložkami, avšak takéto spracovanie je považované za suboptimálne [7, 22]. Zložkové techniky sú preferované hlavne z dôvodu ľahšej hardvérovej realizácie, ale zdokonalením technológie integrovaných obvodov sa tieto obmedzenia pre vektorové filtre stávajú irelevantné. Aplikovaním vektorových filtrov [9–11, 17, 21] na vektorovo-hodnotové signály je signál spracovávaný vo svojej prirodzenej podobe, t. j. ako postupnosť vektorov, čím sa vo výslednom signáli

The development of modern communication technologies such as video phones, video conferencing systems, HDTV, Internet and digital television requires color image digital processing. Concerning the fact that color images represents vector-valued signals, the use of vector techniques is demanded. In the case of noise removing the problem is related with vector filters. On that reason, this paper is focused on reviewing the most frequently used vector filters for impulse noise suppression in color images.

1. Introduction

A color image is a vector-valued signal represented by tristimulus values, e.g. it is red (R), green (G) and blue (B) for RGB color space or another tristimulus values (YUV, YIQ, etc.). Thus, an arbitrary color tone can be specified by tristimulus values composition [11, 14]. In many situations provided color information at objects in the scene accesses and makes a fair performance of image systems. If color information is corrupted by the impulse noise, on the ground of visual quality improvement it is needful to remove (filter) the noise. In addition, filtering makes easier additional image processing such as compression or segmentation.

A characteristic feature of vector-valued signals is not only a correlation within an image as in the case of gray-scale images; however, the correlation between color channels is considered, as well [1, 8, 11, 17, 23]. Accordingly, filtering techniques can be divided into two classes: scalar or componentwise and vector techniques. Usually, in vector-valued signal processing the componentwise filter techniques applied separately on each color channel without knowledge of color components dependency are preferred for simpler hardware realization. However, the componentwise processing is suboptimal [7, 22]. At present, when integrated circuits technology is improved, above-mentioned constraints for hardware realization of vector filters are irrelevant. If vector-valued signals are processed by vector filters [9–11, 17, 21] according to a signal character, where filter input set is a vector sequence, thus, in a resulting signal the presence of artifacts i.e. color distortion [15] is reduced. In general, in noise removing applications the sen-

* Rastislav Lukáč, Stanislav Marchevský

Technical University of Košice, Faculty of Electronics and Informatics, Department of Electronics and Multimedia Communications, Park Komenského 13, 041 20 Košice, Slovak Republic, Tel.: ++42-95-6022030, Fax.: ++42-95-6323989, E-mail: lukacr@tuke.sk, marches@tuke.sk

redukujú artefakty v podobe farebného skreslenia [15]. Hoci vo všeobecnosti prevláda názor, že zložkové prístupy sú z hľadiska potlačenia šumu podstatne účinnejšie ako vektorové techniky, nie je to tak [4, 6, 10].

Cieľom tohto prehľadu je ozrejmiť a sprístupniť spôsoby a vlastnosti najčastejšie používaných vektorových filtrov, ako aj prezentovať poznatky a skúsenosti nadobudnuté pri filtrácii impulzového šumu vo farebných obrazoch.

2. Triediace algoritmy

Na filtráciu impulzového šumu [1, 4-7, 16, 23] v monochromatických obrazoch sa najčastejšie používajú poriadkovo-štatistické filtre, konkrétne rôzne typy mediánových filtrov [3, 4, 11]. Spoločnou črtou týchto filtračných algoritmov je zoradovanie vstupnej množiny, ktorá je určená operačným oknom filtra. Výstup filtra je potom spravidla jeden z prvkov zoradeného vektora v závislosti od operácie, ktorú filter vykonáva.

Na rozdiel od triedenia jednozložkových vzoriek, zoradovanie, resp. triedenie viaczložkových vzoriek nemá prirodzený základ, pretože priame rozšírenie triediacich algoritmov pre jednozložkové vzorky na viaczložkové vzorky nie je možné. Z tohto dôvodu sa pre triedenie viaczložkových vzoriek používajú najčastejšie tieto spôsoby [4,11,12,18]:

- **Zložkové triedenie**
Pri zložkovom triedení je triedenie vykonávané osobitne v každej zložke, resp. pri farebných obrazoch osobitne v každom kanáli. Filtre so zložkovým triedením sa nazývajú zložkové filtre. Ich najväčšou nevýhodou je produkcia farebných artefaktov, pretože výstupný vektorovo-hodnotový obrazový prvok je vytvorený zložením výstupov filtra z jednotlivých farebných kanálov. Práve touto operáciou vznikajú v členitých oblastiach obrazu neprirodzené farebné odtiene, na ktoré je ľudský vizuálny systém veľmi citlivý.
- **Podmienené triedenie**
Pri podmienenom triedení sa zoradujú len prvky jednej zložky (pri farebných obrazoch je častým prípadom zoradovanie zelenej zložky, keďže tá nesie najväčšiu informáciu). Ostatné zložky sa zoradujú jednoduchým výpisom podľa pozície (poradia) príslušnej referenčnej zložky. Hoci takýto spôsob filtrácie nespôsobuje artefakty, pretože na výstupe filtra bude jeden zo vstupných vektorov, filtrácia s podmieneným triedením sa vo všeobecnosti nepovažuje z dôvodu slabšej účinnosti za najvhodnejšie riešenie.
- **Čiastočné triedenie**
Z matematického hľadiska je čiastočné triedenie [18] pravdepodobne najatraktívnejším spôsobom zoradovania viachodnotových vzoriek. Avšak z dôvodu vysokej výpočtovej náročnosti je jeho použitie veľmi zriedkavé.
- **Redukované triedenie**
Najčastejším a s úspechom používaným typom triedenia je redukované triedenie, ktoré je založené na zoradovaní vzoriek podľa

tence about the favorable use of componentwise filters in comparison with vector filters dominates; however, this is not the case [4, 6, 10].

For that reason, the aim of this paper is to present and describe the most frequently used vector filters. In addition, concerning the performance of vector filters we propose experiences and information achieved in denoising of color images by proposed algorithms.

2. Sorting algorithms

In the case of impulse noise suppression in gray-scale images, the order-statistic filters, concretely various median-type filters [3, 4, 11] are widely used in a smoothing application related with the suppression of impulses [1, 4-7, 16, 23]. A common feature of these filter algorithms is an ordering of an input filter set determined by a filter window. The filter output is generally a sample from an ordered set according to the performed filter operation.

Unlike univariate ordering, multivariate ordering has no natural character, since direct extension of univariate ordering algorithms is impossible in the case of multivariate samples. For that reason, to order multivariate samples, the following four approaches are used [4, 11, 12, 18]:

- **Marginal ordering**
In marginal ordering, ordering is performed along each component of multivariate samples. Filters based on the marginal ordering are called componentwise filters. The main drawback of componentwise filters is the making of artifacts, since the output is composed from particular processed color channels. Thus, in multiple image regions componentwise filters produce no natural color tones on that the human visual system is very sensitive.
- **Conditional ordering**
Conditional ordering orders only one of the components (frequently used is ordering of green channel samples, since R component is a carrier of more significant information). Others color components are ordered according to a sample rank of the reference color channel. By this approach the filter output is still passed on to one of input vectors. Although conditional ordering does not generate artifacts for worse performance, the filtering with conditional ordering is not found as useful solution.
- **Partial ordering**
Mathematically, a partial ordering scheme [18] is a very attractive method for multivariate ordering; however, according to extreme computational complexity, the practical use of partial ordering is infrequent.
- **Reduced ordering**
The frequently and successfully used ordering scheme is reduced ordering that is based on sample ordering according to their distances to a preselected central location. Consider input set

ich vzdialenosti ku vopred zadanej hodnote. Pri uvažovaní vstupnej množiny W obsahujúcej vektory x_1, x_2, \dots, x_N sú tieto vektory zoradované na základe ich vzdialeností d_i pre $i = 1, 2, \dots, N$ k určitému referenčnému vektoru x_r . Zvyčajne je táto všeobecná vzdialenosť vyjadrená ako

$$d_i = (x^t - x_r)\Gamma^{-1}(x_i - x_r) \quad (1)$$

kde pozitívne definitná matica Γ môže byť identická matica, matica disperzií, alebo diagonálna matica minimálne kvadrátov rozdielov medzi vzorkami.

3. Vektorové filtre mediánového typu

Najznámejším a najviac rozšíreným vektorovým filtrom je vektorový mediánový filter (VMF). V tejto časti opíšeme aj rozšírenia VMF, konkrétne rozšírené VMF, vážené VMF a rozšírené vážené VMF. Filtračná trieda vektorových mediánových filtrov a ich rozšírení je založená práve na redukovanom triedení, pričom referenčný vektor v tomto prípade predstavuje výstup filtra.

- Vektorový medián

Za referenčný filter v oblasti nelineárnych vektorových filtrov sa považuje vektorový mediánový filter (VMF), ktorý bol prvýkrát uvedený v [1]. Výstup VMF filtra je definovaný ako [1, 2, 7, 8, 21]

$$\sum_{i=1}^N \|y_{VMF} - x_i\|_L \leq \sum_{i=1}^N \|x_j - x_i\|_L \text{ pre } j = 1, \dots, N \quad (2)$$

kde y_{VMF} je výstup VMF, x_i pre $i = 1, 2, \dots, N$ sú vstupné vektory, N je veľkosť pracovného okna a L reprezentuje normu, najčastejšie absolútnu alebo euklidovskú vzdialenosť. Upredenstnením euklidovskej vzdialenosti bude filter lepšie potláčať šum, zatiaľ čo pri absolútnej vzdialenosti sa VMF bude vyznačovať lepším zachovaním detailov. V prípade, že šum je vzhľadom na jednotlivé farebné zložky nezávislý, potom VMF nemôže vo všeobecnosti dosiahnuť taký útlm šumu ako v prípade zložkového mediánového filtra.

- Rozšírený vektorový medián

V niektorých aplikáciách sa môžu útlmové vlastnosti vektorového mediánového filtra prejavovať nedostatočne. Z tohto dôvodu bola nájdená modifikácia alebo rozšírenie štandardného VMF, ktoré kombinuje VMF a priemernovací filter (AF). Výstupom rozšíreného vektorového mediánového filtra (EVMF) [1, 4, 11] je vektor korešpondujúci buď výstupu VMF, alebo výstupu AF.

Výstup EVMF pre vstupnú množinu vektorov x_1, x_2, \dots, x_N je daný vzťahom [1, 8, 11]

$$y_{EVMF} = \begin{cases} y_{AF} & \text{ak } \sum_{i=1}^N \|y_{AF} - x_i\|_L \leq \sum_{i=1}^N \|y_{VMF} - x_i\|_L \\ y_{VMF} & \text{inak} \end{cases} \quad (3)$$

kde y_{AF} je výstup priemernovacieho filtra a y_{VMF} je výstup štandardného vektorového mediánového filtra (2). Výstup priemernovacieho filtra je vyjadrený rovnicou

W including the set of vectors x_1, x_2, \dots, x_N , then these vector samples are ordered with respect to their distance d_i for $i = 1, 2, \dots, N$ to a reference (central) location x_r . Usually, a general distance can be expressed as

$$d_i = (x^t - x_r)\Gamma^{-1}(x_i - x_r) \quad (1)$$

where positive definite matrix Γ may be the identity matrix, sample dispersion matrix or diagonal matrix of minimal quadrates of sample differences.

3. Median-type vector filters

A widely known and used vector filter is the vector median filter (VMF). In this section we describe the extension of VMF, as well as, concretely extended VMF, weighted VMF and extended weighted VMF. A filter class of vector median filters and their extensions is based on the reduced ordering, where a reference vector represents a filter output simultaneously.

- Vector median filter

Vector median filter (VMF) introduced in [1] is considered as a reference filter in the area of nonlinear vector filters. The output of VMF is defined as [1, 2, 7, 8, 21]

$$\sum_{i=1}^N \|y_{VMF} - x_i\|_L \leq \sum_{i=1}^N \|x_j - x_i\|_L \text{ for } j = 1, \dots, N \quad (2)$$

where y_{VMF} represents the output of VMF, x_i for $i = 1, 2, \dots, N$ are input vector, N is an operation (filter) window size and L represents used norm, often absolute or Euclidean distance. If the Euclidean distance is preferred a filter well suppresses the noise. On the other hand, VMF, with absolute distance, performs better signal-details preservation. If the noise and color components of useful signal are independent, then vector median filter can not generally achieve noise attenuation such as componentwise median filter.

- Extended vector median filter

In some applications the noise attenuation properties of VMF can be shown as insufficient. For that reason the modification or the extension of standard VMF was developed. This extension combines the properties of VMF with average filter (AF). Thus, the output of extended vector median filter (EVMF) [1, 4, 11] is a vector corresponding with VMF or AF outputs.

For input set x_1, x_2, \dots, x_N is the output of EVMF given by [1, 8, 11]

$$y_{EVMF} = \begin{cases} y_{AF} & \text{if } \sum_{i=1}^N \|y_{AF} - x_i\|_L \leq \sum_{i=1}^N \|y_{VMF} - x_i\|_L \\ y_{VMF} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

where y_{AF} is average filter output and y_{VMF} is output of VMF defined by (2). Average filter is defined by

$$y_{AF} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \quad (4)$$

Je zrejme, že následkom uplatnenia spriemerňovacieho filtra byť vytváranie farebných artefaktov. Napriek skutočnosti, že výstup EVMF nemusí byť vždy jeden zo vstupných vektorov, hlavne na hranách sa EVMF vyznačuje lepšou účinnosťou než VMF. Navyše, pri súčasnom poškodení obrazu impulzovým aj Gaussovým šumom, t. j. mixovaným šumom, sa pre impulzy bude uplatňovať výstup VMF, zatiaľ čo v prípade Gaussovho šumu lepší odhad poskytne spriemerňujúci filter.

- **Vážený vektorový medián**

Podobne ako v prípade štandardných mediánových filtrov [3, 4, 11], jeden z najprirodzenejších postupov pri zlepšení účinnosti VMF vedie k zavedeniu váh, t. j. k určeniu dôležitosti tej-ktorej vzorky. V prípade, že existujú nezáporné celočíselné váhy w_1, w_2, \dots, w_N , ktoré korešpondujú so vstupnými vektormi x_1, x_2, \dots, x_N , vektor y_{WVMF} je výstupom *váženého vektorového mediánového filtra* (WVMF), ak pre $j = 1, 2, \dots, N$ platí [6, 10, 11, 21]

$$\sum_{i=1}^N w_i \|y_{WVMF} - x_i\|_L \leq \sum_{i=1}^N w_i \|x_j - x_i\|_L \quad (5)$$

kde L je podobne ako v predchádzajúcich prípadoch absolútna alebo euklidovská vzdialenosť. V závislosti od normy L sa WVMF sa vyznačuje lepšimi útlmovými vlastnosťami, alebo tento filter bude lepšie chrániť detaily. Významnou vlastnosťou WVMF, podobne ako pri VMF, je skutočnosť, že výstup WVMF môže byť jedine vektor zo vstupnej množiny x_1, x_2, \dots, x_N . Z (5) je zrejme, že WVMF pre $w_i = 1, i = 1, 2, \dots, N$ sú totožné s VMF.

- **Rozšírený vážený vektorový medián**

Zavedením váženého spriemerňujúceho filtra [21]

$$y_{WAF} = \frac{1}{\sum_{i=1}^N w_i} \sum_{i=1}^N w_i x_i \quad (6)$$

kde x_1, x_2, \dots, x_N je vstupná množina a w_1, w_2, \dots, w_N sú nezáporné celočíselné váhy, výstup rozšíreného váženého vektorového filtra (EWVMF) môže byť vyjadrený ako [8, 21]

$$y_{EWVMF} = \begin{cases} y_{WAF} & \text{if } \sum_{i=1}^N w_i \|y_{WAF} - x_i\|_L < \sum_{i=1}^N w_i \|y_{WVMF} - x_i\|_L \\ y_{VMF} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (7)$$

kde y_{WVMF} je výstup WVMF definovaný v (5).

V prípade, že $w_i = 1$ (pre $i = 1, 2, \dots, N$) definícia EWVMF (7) je ekvivalentná definíciou EVMF (3) a definícia AF (4) je totožná s definíciou WAF (6).

4. Vektorové smerové filtre

Okrem vektorových mediánových filtrov, pri ktorých sa využíva vzdialenosť medzi vstupnými vektormi, existujú ešte vektorové smerové filtre založené na vzájomnej absolútnej uhlovej vzdialenosti vstupných vektorov x_1, x_2, \dots, x_N [4, 5, 11, 13]

$$y_{AF} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \quad (4)$$

It is evident that the use of average filter can result in making color artifacts, since AF produces a new vector sample. Even though, especially near the edges EVMF is characterized by better performance of filtering operation than of VMF. In addition, if an image is corrupted simultaneously by impulsive noise and Gaussian noise i.e. it results in mixed noise, in the case of impulses the output of VMF will be active, whereas average filtering operation performs better than the estimate in the presence of Gaussian noise.

- **Weighted vector median filter**

Similar to the case of standard median filters [3, 4, 11], one of the most natural filter improvements leads to the introduction of weights, i.e. to determination of sample importance. If exist nonnegative integer weights w_1, w_2, \dots, w_N that correspond with input vectors x_1, x_2, \dots, x_N , then y_{WVMF} is the output of a weighted vector median filter (WVMF), then following expression is valid [6, 10, 11, 21]

$$\sum_{i=1}^N w_i \|y_{WVMF} - x_i\|_L \leq \sum_{i=1}^N w_i \|x_j - x_i\|_L \quad (5)$$

where L is similar to previous definitions absolute or Euclidean distance. In the dependence on distance L , WVMF is characterized by better noise attenuation properties or filter will be better preserve signal-details. Important property of WVMF, similar to VMF, is the fact that output of WVMF is forced to only be a sample from input set x_1, x_2, \dots, x_N . From (5) it is evident that WVMF are identical if with VMF for $w_i = 1, i = 1, 2, \dots, N$.

- **Extended weighted vector median**

If weighted average filter [21] is introduced

$$y_{WAF} = \frac{1}{\sum_{i=1}^N w_i} \sum_{i=1}^N w_i x_i \quad (6)$$

where x_1, x_2, \dots, x_N is input set and w_1, w_2, \dots, w_N are nonnegative integer weights, the output of extended weighted vector median (EWVMF) can be expressed as [8,21]

where y_{WVMF} is the output of WVMF defined by (5).

In the case of $w_i = 1$ (for $i = 1, 2, \dots, N$) the definition of EWVMF (7) is equivalent with the definition of EVMF (3) and definition AF (4) is identical with definition of WAF (6).

4. Vector directional filters

Besides vector median filters that are based on the distances between input vector samples, to suppress the noise vector directional filters with the sample outputting according to corresponding angle distance of input set x_1, x_2, \dots, x_N [4, 5, 11, 13] are used:

$$\alpha_i = \sum_{j=1}^N A(x_i, x_j) \text{ pre } i = 1, 2, \dots, N \quad (8)$$

kde $A(x_i, x_j)$ určuje uhol medzi m -rozmernými vektormi $x_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{im})$ a $x_j = (x_{j1}, x_{j2}, \dots, x_{jm})$ definovaný vzťahom

$$A(x_i, x_j) = \cos^{-1} \left(\frac{x_i \cdot x_j^T}{|x_i| \cdot |x_j|} \right) \quad (9a)$$

$$= \cos^{-1} \left(\frac{x_{i1}x_{j1} + x_{i2}x_{j2} + \dots + x_{im}x_{jm}}{\sqrt{x_{i1}^2 + x_{i2}^2 + \dots + x_{im}^2} \sqrt{x_{j1}^2 + x_{j2}^2 + \dots + x_{jm}^2}} \right) \quad (9b)$$

Vo všeobecnom prípade platí

$$0 \leq A(x_i, x_j) \leq \pi \quad (10)$$

zatiaľ čo pre farebné obrazy je platný nasledujúci výraz [11, 19]

$$0 \leq A(x_i, x_j) \leq \pi/2 \quad (11)$$

Vektorové smerové filtre (VDF) [4, 5, 11, 13, 19] sú založené na smerovej informácii, t. j. na informácii o smere a veľkosti obrazových vektorov. Tieto filtre produkujú optimálne odhady obrazových vektorov v zmysle smerovej informácie. VDF sú veľmi dôležité v prípade filtrácie farebných obrazov, pretože smery vektorov naznačujú chromatickosť danej farby a pracujú optimálne v zmysle zachovania smeru obrazového vektora.

Zoradením prvkov $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ podľa

$$\alpha_{(1)} \leq \alpha_{(2)} \leq \dots \leq \alpha_{(r)} \leq \dots \leq \alpha_{(N)} \quad (12)$$

dôjde aj ku korešpondujúcemu preusporiadaniu vektorov x_1, x_2, \dots, x_N , čo je vyjadrené zápisom

$$x^{(1)} \leq x^{(2)} \leq \dots \leq x^{(r)} \leq \dots \leq x^{(N)} \quad (13)$$

V závislosti od výberu výstupnej vzorky je možné rozlíšiť:

- základný vektorový smerový filter

V prípade, že výstup smerového filtra bude vzorka $x^{(1)}$ definovaná (13), potom tento filter sa nazýva základný vektorový smerový filter, označovaný ako BVDF, čo je možné vyjadriť pomocou [4, 5, 11, 20]

$$y_{BVDF} = x^{(1)} \quad (14)$$

Dôležitou vlastnosťou BVDF je, že výstupom BVDF je jeden vektor zo vstupnej množiny, ktorý minimalizuje súčet uhlov vo vnútri vstupnej množiny. Použitie BVDF limituje stupeň znehodnotenia a do značnej miery závisí od miery korelácie farebných zložiek zašumených obrazových prvkov [4, 11]. Avšak pri obrazoch s malým stupňom poškodenia impulzovým šumom, a prípadne aj Gaussovým šumom [13], BVDF poskytuje vo všeobecnosti lepšie odhady v porovnaní s vektorovými mediánovými filtermi.

Ako je však uvedené v [5, 13], existujú aj iné vzťahy pre uhlovú vzdialenosť než (8) a (9), napr. priemerná uhlová vzdialenosť,

$$\alpha_i = \sum_{j=1}^N A(x_i, x_j) \text{ for } i = 1, 2, \dots, N \quad (8)$$

where $A(x_i, x_j)$ denotes the angle between two m -dimensional vectors $x_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{im})$ and $x_j = (x_{j1}, x_{j2}, \dots, x_{jm})$, where

$$A(x_i, x_j) = \cos^{-1} \left(\frac{x_i \cdot x_j^T}{|x_i| \cdot |x_j|} \right) \quad (9a)$$

$$= \cos^{-1} \left(\frac{x_{i1}x_{j1} + x_{i2}x_{j2} + \dots + x_{im}x_{jm}}{\sqrt{x_{i1}^2 + x_{i2}^2 + \dots + x_{im}^2} \sqrt{x_{j1}^2 + x_{j2}^2 + \dots + x_{jm}^2}} \right) \quad (9b)$$

In general case

$$0 \leq A(x_i, x_j) \leq \pi \quad (10)$$

is valid, whereas in the case of color image [11, 19]

$$0 \leq A(x_i, x_j) \leq \pi/2 \quad (11)$$

Vector directional filters (VDF) [4, 5, 11, 13, 19] are based on directional information, i.e. they utilize direction and magnitude of image vectors. Importance of VDF resides in the processing concept, where vector directions indicate color chromaticity and thus, VDF perform optimal filtering operation in the sense of sample direction preservation.

Ordering angle distances $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ according to

$$\alpha_{(1)} \leq \alpha_{(2)} \leq \dots \leq \alpha_{(r)} \leq \dots \leq \alpha_{(N)} \quad (12)$$

implies the same ordering to the corresponding input samples, that can be expressed as

$$x^{(1)} \leq x^{(2)} \leq \dots \leq x^{(r)} \leq \dots \leq x^{(N)} \quad (13)$$

In the dependence on output choice we differentiate:

- Basic vector directional filter

If the output of vector directional filter is equal to $x^{(1)}$ (13), then filter is called as basic vector directional filter (BVDF). The corresponding filtering operation can be defined by [4, 5, 11, 20]

$$y_{BVDF} = x^{(1)} \quad (14)$$

An important property of BVDF is the filter output sampled from the input set that minimizes the sum of angles with other vectors. The use of BVDF is limited by the degree of noise corruption, and it is dependent on the correlation degree of color components of corrupted image points [4, 11]. However, in the case of images softly degraded by impulse noise or Gaussian noise [13], BVDF generally provide better estimates in comparison with vector median filters.

Besides absolute angle distance (8) and (9) additional angle distances [5, 13] are used in accordance with directional filters,

kvadratická vzdialenosť, či priemerná kvadratická vzdialenosť. S ohľadom na tieto vzdialenosti je účinnosť BVDF prezentovaná v [5].

- všeobecný vektorový smerový filter

V prípade, že výstup filtra bude vyjadrený ako množina prvých r výrazov z rovnice (13) a za predpokladu (12), potom je tento filter označovaný ako všeobecný vektorový smerový filter (GVDF). Matematicky je možné výstup GVDF zapísať ako [11, 13, 19]

$$y_{BVDF} = \{x^{(1)}, x^{(2)}, \dots, x^{(r)}\} \quad (15)$$

Výstupom GVDF je množina r vektorov, ktoré sa vyznačujú malou hodnotou súčtu uhlových vzdialeností α_i . Takto sa môže výstupná množina GVDF použiť v druhej úrovni ako vstupná množina pre ďalší filter, kde bude uvažovaná len veľkosť vektorov $x^{(1)}, x^{(2)}, \dots, x^{(r)}$, pretože tieto vektory sa vyznačujú približne rovnakým smerom vo vektorovom priestore. Jednoducho povedané, produktom GVDF je množina vektorov s približne rovnakým smerom vo farebnom priestore, čím sú eliminované vektory s atypickými smermi. Z tohto vyplýva, že GVDF rozdeľuje spracovanie farebných vektorov na smerové spracovanie a spracovanie podľa veľkosti, kde sa využíva kaskádne zapojenie s filtrom využívajúcim veľkosť vektorov. Najčastejšie sa v druhej úrovni používa [11, 20] α -upravený spriemerňujúci filter, viacúrovňový mediánový filter alebo niektoré morfologické filtre.

- sférický mediánový filter

Do triedy vektorových smerových filtrov patria aj sférické mediánové filtre (SMF) [20], ktorých výstupom je náhodný vektor $x_S = \{x_{S1}, x_{S2}, \dots, x_{Sm}\}$, ktorý minimalizuje

$$\alpha = \sum_{j=1}^N A(x_S, x_j) \quad (17)$$

kde x_j (pre $j = 1, 2, \dots, N$) je množina vstupných vektorov. SMF však vnášajú do odhadu chybu, pretože výstup sférických mediánových filtrov nie je vektor zo vstupnej množiny, čím dochádza prinajmenšom k uhlovému skresleniu výsledného vektora.

5. Záver

Charakter farebných obrazov, ktoré predstavujú príklad vektorovo-hodnotových obrazových signálov, podporuje použitie vektorových metód pri ich spracovaní. Týmto sa spracovanie vektorovo-hodnotových signálov stáva optimálnym, bez produkovania farebných artefaktov, na ktoré je ľudský vizuálny systém najviac citlivý. Z tohto dôvodu by sa mali pri odstraňovaní šumu z farebných obrazov uprednostňovať vektorové filtre, ktorým bol venovaný tento krátky prehľad.

Ďalší rozvoj v oblasti vektorovej filtrácie podporuje aj ich prípadné využitie v moderných komunikačných technológiách, ako aj v oblasti priemyslu, astronautiky, atď., kde sa veľký dôraz kladie na zachovanie užitočnej farebnej informácie s vylúčením rušivých vplyvov.

such as mean (average) absolute distance, square distance and mean square distance. Considering the mentioned angle distances, the performance of BVDF is presented in [5].

- General vector directional filter

In the case, that a filter output can be expressed as the set of first r terms of (13) with the simultaneous valid (12), the filter is so called general vector directional filter (GVDF). Mathematically, GVDF output is defined by [11, 13, 19]

$$y_{BVDF} = \{x^{(1)}, x^{(2)}, \dots, x^{(r)}\} \quad (15)$$

GVDF output, the set of vectors whose angle α_i (for $i = 1, 2, \dots, N$) from all other vectors, is small. Thus, the output set of GVDF can be used in the second level as an input for additional filter, where samples $x^{(1)}, x^{(2)}, \dots, x^{(r)}$ will be processed according to their magnitude since these vectors have approximately equal direction in a vector space. Simply and clearly, GVDF produce a set of vectors with similar directions in color space, and thus, samples with atypical directions are eliminated. It follows that GVDF differentiate the processing of color vector on directional processing and magnitude processing. In the case of the second level, i.e. magnitude processing, the cascade connection of GVDF and magnitude processing filter is utilized. Frequently, α -trimmed average filter, multistage median filter MF and some morphological filters are used [11,20].

- Spherical median filter

A class of vector directional filters includes spherical medians (SMF) [20] that an output random vector $x_S = \{x_{S1}, x_{S2}, \dots, x_{Sm}\}$ minimized

$$\alpha = \sum_{j=1}^N A(x_S, x_j) \quad (17)$$

where x_j (for $j = 1, 2, \dots, N$) is an input set. However, SMF brings into estimate some error, since the output of SMF is not a sample from an input set. to the angle distortion of output vector

5. Conclusion

The character of color images (i.e. vector-valued image signals) requires vector processing. Only this approach is optimal since vector methods do not produce color artifacts, on that the human visual system is sensitive. To perform the denoising process some vector filters would be preferred. For that reason, in this paper we propose a short review of vector filters.

Further development in the vector filters area is motivated by the additional use in modern communication technologies, and next in the industry field, astronautics etc., where preserving useful color information is very important and spurious influences are needed to be eliminated.

6. Poďakovanie

Práca prezentovaná v tomto príspevku bola podporovaná grantom Ministerstva školstva SR a Slovenskou akadémiou vied VEGA pod číslom 1/5241/98.

6. Acknowledgements

The work presented in this paper was supported by the Grant Agency of the Ministry of Education and Academy of Science of the Slovak Republic VEGA under Grant No. 1/5241/98.

Literatúra - References

- [1] ASTOLA, J., HAAVISTO, P., NEUVO, Y.: *Vector Median Filters*. Proceedings of the IEEE, Vol. 78, No. 4, April 1990, pp. 678-689.
- [2] BARNI, M., CAPPELLINI, V., MECOCCI, A.: *Fast Vector Median Filter Based on Euclidean Norm Approximation*. IEEE Signal Processing Letters, Vol. 1, No. 6, June 1994, pp. 92-94.
- [3] GABBOUJ, M., COYE, E. J., and GALLAGHER N. C.: *An Overview of Median and Stack Filtering*. Circuit Systems Signal Process, Vol. 11, No. 1, 1992, pp. 7-45.
- [4] LUKÁČ, R.: *Nové štruktúry vyhladzovacích LUM filtrov a detektorov impulzov pre zašumené obrázky*. Dizertačná práca, Košice, Február 2001.
- [5] LUKÁČ, R.: *Performance of Basic Vector Directional Filters According to Used Angle Distance*. Radioengineering, submitted.
- [6] LUKÁČ, R.: *Vector LUM Smoothers as Impulse Detector for Color Images*. Proceedings of European Conference on Circuit Theory and Design ECCTD '01 "Circuit Paradigm in the 21st Century" in Espoo, Finland, August 28-31, 2001, submitted.
- [7] LUKÁČ, R., MARCHEVSKÝ, S.: *Color Image Processing by LUM Smoothers*. Acta Avionica, Scientific Journal, Vol. 2, No. 2, 2000, pp. 55-60.
- [8] LUKÁČ, R., MARCHEVSKÝ, S.: *Impulse Detection in Noised Color Images*. Journal of Electrical Engineering, submitted.
- [9] LUKÁČ, R., MARCHEVSKÝ, S.: *Vector Techniques for Color Sequences Corrupted by the Impulse Noise*. Radioengineering, submitted.
- [10] LUKÁČ, R., MARCHEVSKÝ, S.: *Adaptive Vector LUM Smoother*. Proceedings of the IEEE Signal Processing Society ICIP 2001 in Thessaloniki, Greece, October 7-10, 2001, submitted.
- [11] MOUCHA, V., MARCHEVSKÝ, S., LUKÁČ, R., STUPÁK, Cs.: *Číslicová filtrácia obrazových signálov*. Edičné stredisko Vojenskej leteckej akadémie gen. M. R. Štefánika v Košiciach, Košice 2000.
- [12] PITAS, I., TSAKALIDES, P.: *Multivariate Ordering in Color Image Filtering*. IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, Vol. 1, No. 3, September 1991, pp. 247-259.
- [13] PLATANOITIS, K. N., ANDROUTSOS, D., VENETSANOPOULOS, A. N.: *Color Image Processing Using Adaptive Vector Directional Filters*. IEEE Transactions on Circuits and Systems II, Vol. 45, No. 10, October 1998, pp. 1414-1419.
- [14] RUŽICKÝ, E., FERKO, A.: *Počítačová grafika a spracovanie obrázku*. Vydavateľstvo Sapia, 1995.
- [15] SHARMA, G.: *Digital Color Imaging*. IEEE Transactions on Image Processing, Vol. 6, No. 7, July 1997, pp. 901-932.
- [16] STUPÁK, Cs., LUKÁČ, R., MARCHEVSKÝ, S.: *Processor for Impulsive Noise Suppression in Telecommunication Channels*. Communications (Scientific Letters of the University of Žilina), No. 2, June 2000, pp. 64-70.
- [17] STUPÁK, Cs., LUKÁČ, R., MARCHEVSKÝ, S.: *Vector Stack Filters Optimized by Genetic Algorithm*. Proceedings IWSSIP 2000, 7th International Workshop on Systems, Signals and Image Processing in Maribor - Slovenia, June 7-9, 2000, pp. 97-100.
- [18] TANG, K., ASTOLA, J., NEUVO, Y.: *Nonlinear Multivariate Image Filtering Techniques*. IEEE Transaction on Image Processing, Vol. 4, No. 6, June 1995, pp. 788-799.
- [19] TRAHANIAS, P. E., VENETSANOPOULOS, A. N.: *Vector Directional Filters - A New Class of Multichannel Image Processing Filters*. IEEE Transactions on Image Processing, Vol. 2, No. 4, October 1993, pp. 528-534.
- [20] TRAHANIAS, P. E., KARAKOS, D., VENETSANOPOULOS, A. N.: *Directional Processing of Color Images: Theory and Experimental Results*. IEEE Transactions on Image Processing, Vol. 5, No. 6, June 1996, pp. 868-881.
- [21] VIERO, T., OISTAMO, K., NEUVO, Y.: *Three-Dimensional Median Related Filters for Color Image Sequence Filtering*. IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, Vol. 4, No. 2, April 1994, pp. 129-142.
- [22] VRHEL, M. J., TRUSSELL, H. J.: *Optimal Color Filters in the Presence of Noise*. IEEE Transaction on Image Processing, Vol. 4, No. 6, June 1995, pp. 814-824.
- [23] ZHENG, J., VALAVANIS, K. P., GAOUCH, J. M.: *Noise Removal from Color Images*. Journal of Intelligent and Robotic Systems, Vol. 7, 1993, pp. 257-285.



Dlhoročný profesor ŽU akademikom

Dňa 16. marca 2001 menovala Bieloruská Inžinierska Akadémia (BIA) v Minsku za svojho akademika bývalého vedúceho Katedry technológie obrábania a ložiskovej výroby SjF ŽU v Žiline prof. Ing. Karola Vasilka, DrSc. Menovaný je v súčasnosti prodekanom pre VVČ a rozvoj novozaloženej Fakulty výrobných technológií TU v Košiciach, so sídlom v Prešove. Habilitoval aj inauguroval sa počas pôsobenia na VŠDS (1978-90). Prezident Akadémie V. A. Čerdyncev pri predkladaní návrhu ocenil najmä mimoriadnu vedeckú aktivitu prof. Vasilka, ktorý má 13 monografií, resp. knižných vysokoškolských učebníc. Publikoval 130 vedeckých článkov v časopisoch mnohých štátov sveta. Predniesol 153 prednášok na vedeckých konferenciách. Má udelených 48 patentov, vychoval doteraz 13 CSc. a napísal 25 skript. Tieto scientometrické údaje napĺňajú aj prísne medzinárodné kritériá a kritériá BIA. Presne pred rokom bol prof. Vasilko menovaný členom korešpondentom a úspešne za toto obdobie naplnil úlohy vo vede a medzinárodnej spolupráci. V republikách bývalého ZSSR je známy najmä medzi vedcami z Gruzínska, Ukrajiny, Bieloruska a Ruska. Má tu dlhodobú vedecko-technickú spoluprácu, ktorá vyústila do realizácie technologických riešení najmä v odbore leteckých motorov a valivých ložísk. Na jeho práce bolo doteraz zaznamenaných vyše 250 ohlasov a citácií prakticky z celého sveta. Jeho práce sú výrazným prínosom pre vedu v oblasti výrobných technológií. Zaoberal sa napr. sledovaním rýchlych dejov v kvázistatickom stave. Ako prvý na svete vyvinul metódu, ktorá umožňuje zastaviť napr. proces brúsenia pri rýchlosti 30 m/s a sledovať priebeh plastickej deformácie pred brúsnym zrnom. Vynález bol ocenený zlatou medailou na svetovej výstave vynálezov a technických noviniek v Bruseli. Vyvinul metódu na mnohonásobné zvýšenie trvanlivosti rezných nástrojov. Dopracoval a aplikoval spolu s ruskými spolupracovníkmi metódu vysokoproduktívneho tzv. tangenciálneho sústruženia. Vyvinul rezné nástroje, ktorými sa dosahuje podstatne vyššia kvalita drsnosti obrobeného povrchu.

Pri príležitosti menovania akademikom Akadémie zaradila do plánu svojho vydavateľstva na r. 2001 vydanie prekladu monografie prof. Vasilka: „História techniky a technológie“. Bieloruská Inžinierska Akadémia považuje jeho menovanie za významný prínos pre činnosť akadémie a medzinárodnú vedecko-technickú spoluprácu medzi SR a Bieloruskou republikou.

The Professor working for many years in the University of Zilina appointed an academician

On 16th of March 2001 Belorussian Engineering Academy (BIA) in Minsk appointed Professor Ing. Karol Vasilko, DrSc. for its academician. Professor Vasilko was for some time head of the Department of Technology of Machining and Bearing Production at the Faculty of Mechanical Engineering of the University of Žilina. At present he is a vice-dean responsible for scientific and research activities and development of the newly established Faculty of Production technologies of the Technical University in Košice with the seat in Prešov. He received the degrees of reader and professor while working in the College of Transport and Communications (1978-90). When President of the Academy V. A. Čerdyncev submitted the proposal, he pointed out extraordinary scientific activities of Professor Vasilko who has written 13 monographs or university textbooks. He has written 130 scientific articles published in journals in many countries of the world. He has delivered 153 papers in scientific conferences. Professor Vasilko has been awarded 48 patents, has been the tutor to 13 postgraduate students and has prepared 25 textbooks containing teaching material. These scientometric data meet also strict international criteria as well as the criteria of Belo Russian Engineering Academy. Exactly a year ago Professor Vasilko was appointed a member-correspondent and within the mentioned period he successfully fulfilled tasks in the area of science and international cooperation. In the republics of the former Soviet Union is Professor Vasilko famous mostly among scientists from Georgia, Ukraine, Belorussia and Russia. The long-term cooperation has resulted into numerous technological solutions mostly in the area of aircraft engines and bearings with rolling friction. There have been about 250 references and citations from his work almost from all over the world. He has greatly contributed to the area of production technologies. He dealt, for example, with investigation of fast processes in quasi-static state. He was the first in the world to develop the method enabling to stop, e.g. a grinding process at the velocity of 30 m/s and observe the course of plastic deformation in front of a grinding grain. The invention was given the golden medal in the world exhibition of inventions and technical innovations in Brussels. He also developed a method of multiple increase of cutting tools service life. He completed and together with Russian co-workers implemented the method of highly productive, the so-called tangential turning operation. He designed cutting tools giving considerably less values of machined surface roughness.

On the occasion of the appointment for an academician the Academy included into its plan of books to be published in the year 2001 the translation of Professor Vasilko's monograph "History of Technics and Technology". Belorussian Engineering Academy considers this appointment to be a significant contribution to the activities of the Academy and also to the international cooperation between the Slovak and Belorussian Republics

Prof. Ing. Vladimír Blagodarny, DrSc.
Academician of BIA

Stavebno-technologická príprava stavieb I

časť: stavebno-technologické projektovanie zemných prác v dopravnom stavitelstve

Vysokoškolskú učebnicu autora Mariána Marcina vydala Redakčno-vydavateľská skupina Fakulty špeciálneho inžinierstva Žilinskej univerzity v Žiline r. 2000. Obsahuje 169 strán, 125 obrázkov, 21 tabuliek, jednu prílohu, ISBN 80-88829-55-0.

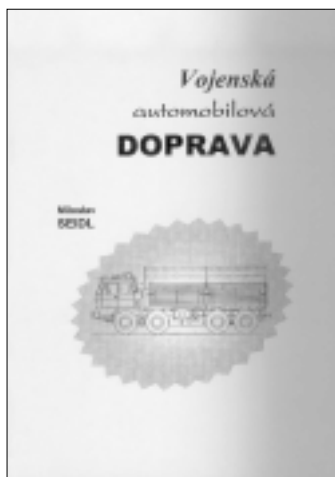
Vysokoškolská učebnica poskytuje základnú orientáciu v príprave realizácie dopravných stavieb. Štruktúru a jej hlavnú obsahovú náplň tvorí stavebno-technologická príprava stavebného diela z pohľadu zhotoviteľa. Dôraz kladie na stavebno-technologické projektovanie zemných prác v dopravnom stavitelstve.

Celá problematika je metodicky včlenená do šiestich kapitol. Prvé dve kapitoly obsahujú úvahy o prípravných fázach, význame a mieste stavebno-technologického projektovania v systéme prípravy a realizácie dopravných stavieb. Tretia kapitola je venovaná podkladom na spracovanie stavebno-technologických projektov, ktoré patria medzi neoddeliteľné súčasti detailnejších analýz významu a miesta kvality zemných prác. Vysvetľovacím spôsobom to dokumentuje štvrtá kapitola. Piata sa zaoberá možnými spôsobmi budovania líniových dopravných stavieb od prípravných prác, cez hlavné až po práce dokončovacie. Prehľad aplikácie niektorých matematických metód a ich využitie v rámci riešenia výstavbového procesu popisuje šiesta kapitola.

Vysokoškolská učebnica je určená študentom inžinierskeho štúdia stavebných zameraní, poslucháčom rôznych kvalifikačných a zdokonaľovacích kurzov v rámci celoživotného vzdelávania, ale i organizáciám a pracovníkom z praxe.

prof. Ing. Pavel Poledňák, PhD.





Vojenská automobilová doprava

Vysokoškolská učebnica **Vojenská automobilová doprava** obsahuje základné informácie o mieste, úlohách, organizácii, riadení a zabezpečení vojenskej automobilovej dopravy. Oboznamuje čitateľov so súčasným stavom vojenskej automobilovej dopravy v Armáde Slovenskej republiky a naznačuje možné väzby na civilnú cestnú dopravu. Je určená pre študentov vojenského inžinierskeho štúdia, účelových kurzov a ďalších foriem celoživotného vzdelávania organizovaného na Fakulte špeciálneho inžinierstva Žilinskej univerzity. V plnom rozsahu je využiteľná vo vysokoškolskej príprave na ostatných školách v rezortu obrany a pre samostatnú prípravu funkcionárov dopravných odborností vo vojenských súčiastiach Armády Slovenskej republiky. Vybrané témy sú vhodné pre odborníkov zabezpečujúcich riadenie dopravy v krízových stavoch.

V učebnici sú vysvetlené základné pojmy používané vo vojenskej automobilovej doprave. Technológia vojenskej automobilovej dopravy je objasňovaná v kontexte s charakteristikou jednotlivých prvkov dopravného systému porovnávaním odlišností medzi cestnou dopravou a vojenskou automobilovou dopravou. Rámčovo sú uvedené riadiace orgány a výkonné súčasti vojenskej automobilovej dopravy a formulované jej hlavné a ďalšie úlohy.

Problematika velenia vychádza zo všeobecných zásad riadenia tak systému ako aj procesu. Charakterizované sú miesta velenia zriaďované výkonnými súčiastami vojenskej automobilovej dopravy, vrátane otázok spojenia. Podrobnejšie sa rozoberajú jednotlivé fázy rozhodovacieho procesu veliteľa a jeho rámcový časový priebeh. Spracovávaná bojová dokumentácia je rozdelená do jednotlivých skupín podľa významu aj obsahu.

Statické a dynamické fázy dopravnej zásobovacej činnosti výkonných súčastí vojenskej automobilovej dopravy sú rozobrané s dôrazom na stanovenie základných časových a priestorových noriem. Podrobne sú vysvetlené spôsoby vykonávania presunov s uvedením hodnôt režimu jazdy. Poukazuje sa na špecifiká riadenia presunov, ako aj odlišnosti pri presunoch v neštandardných podmienkach. V súvislosti s rozmiestňovaním dopravných jednotiek a útvarov sú vysvetlené hlavné požiadavky na výber vhodných priestorov a zdôvodnené plošné veľkosti potrebných priestorov.

Ďalšia oblasť činnosti výkonných súčastí vojenskej automobilovej dopravy - manipulácia s materiálom - kladie dôraz na osobitosti tejto vykonávania v poľných podmienkach. Sú definované základné pojmy manipulačného rajónu, požiadavky na mechanizačné prostriedky a ich prehľad. Okrem základných technológií prekládky materiálu v cestnej doprave sa poukazuje na osobitosti manipulácie s materiálom v nadväznosti na leteckú a potrubnú dopravu.

Špecifickú vojenskú problematiku predstavuje všestranné zabezpečenie činnosti výkonných súčastí vojenskej automobilovej dopravy, ktoré je rozdelené do oblastí bojového zabezpečenia, logistickej podpory, zdravotníckeho a ostatných druhov zabezpečenia. Bojové zabezpečenie sa sleduje v jeho jednotlivých prvkoch s objasnením cieľov, obsahu a spôsobu realizácie s ohľadom na reálne možnosti výkonných súčastí vojenskej automobilovej dopravy. Toto je podložené účelovým prehľadom síl a prostriedkov určených alebo využiteľných na bojové zabezpečenie, z ktorého vychádza aj rámcový metodický návod na riešenie bojového zabezpečenia v statických a dynamických fázach činnosti. Obdobnou štruktúrou je spracovaná časť zaoberajúca sa logistickou podporou a ostatnými druhmi zabezpečenia. Popri cieľoch a obsahu jednotlivých opatrení sú vysvetlené riadiace väzby funkcionárov zodpovedných za tieto otázky.

Preprava osôb ako jedna z možných úloh výkonných súčastí vojenskej automobilovej dopravy je postavená v dvoch rovinách - ako náhradný spôsob hromadnej prepravy vojsk a ako improvizovaný zdravotnícky odsun chorých a ranených. Dôraz sa kladie na základné spôsoby úpravy nákladných automobilov pre tieto úlohy a osobitosti všestranného zabezpečenia takejto prepravy.

Učebnicu bohato dopĺňajú tabuľky, schémy a vzory dôležitých dokumentov. Je zámerne spracovaná s určitou voľnosťou. Tým sa mala zabezpečiť čo najdlhšia platnosť v čase vykonávaných intenzívnych zmien v ozbrojených silách SR a súčasne umožniť jej maximálne využitie mimo rámec vojenskej prípravy s režimom utajovania.

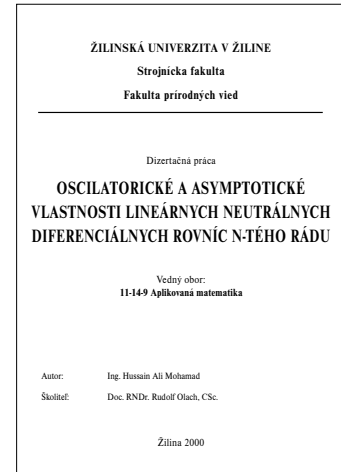
Prof. Ing. Pavel Poledňák, PhD.

Dizertačná práca: Oscilatorické a asymptotické vlastnosti lineárnych neutrálnych diferenciálnych rovníc n-tého rádu
Autor: Ing. Hussain Ali Mohamad
Vedný odbor: 11-14-9 Aplikovaná matematika
Školiace pracovisko: Žilinská univerzita v Žiline, Strojnícka fakulta, Fakulta prírodných vied
Školiteľ: doc. RNDr. Rudolf Olach, CSc.
Obhajoba: FPV ŽU

Resumé:

Doktorandská dizertačná práca sa zaoberá neutrálnymi diferenciálnymi rovnicami typu $d^n/dt^n (x(t) - p(t)x(\sigma(t)) + q(t)x(\tau(t))) = 0, n \geq 2, t \geq t_0 \in \mathbb{N}$ za predpokladov: $p \in C[[t_0, \infty); (0, \infty)]$, $\sigma, \tau, q \in C[[t_0, \infty); \mathbb{R}]$ σ, τ sú rastúce funkcie, $\lim_{t \rightarrow \infty} \sigma(t) = \infty, \lim_{t \rightarrow \infty} \tau(t) = \infty$ a $q(t) \neq 0$

riešenie $x(t)$ sa nazýva oscilatorické, ak má množinu nulových bodov sprava neohraničenú, inak sa nazýva neoscilatorické. Cieľom dizertácie je skúmať (asymptotické a oscilatorické) vlastnosti riešení rovnice (N). Problémy oscilácie pútali pozornosť fyzikov, astronómov, technikov a možno povedať celého ľudstva. Rovnice s posunutým argumentom vystupujú v rôznych modeloch z biomatematiky, v technických problémoch, v teórii chemických procesov. Dizertačná práca je rozdelená do štyroch kapitol a označenie podmienok je v každej kapitole osobitné. V prvej kapitole uvažujeme o neutrálnej diferenciálnej rovnici (N) druhého radu. Tu sme získali nové podmienky pre oscilatorické riešenie. Táto kapitola obsahuje šesť viet a dva príklady. V druhej kapitole sme získali nové podmienky pre neoscilatorické riešenie rovnice (N) druhého radu, ktoré konverguje k nule pre $t \rightarrow \infty$. Táto časť dizertačnej práce obsahuje štyri vety a dva príklady. V tretej kapitole uvažujeme o neutrálnej diferenciálnej rovnici n-tého radu. V tejto kapitole, ktorá obsahuje sedem viet a dva príklady, sme získali nové podmienky pre oscilatorické riešenie. V štvartej kapitole sme získali nové podmienky pre neoscilatorické riešenie rovnice (N), ktoré konverguje k nule pre $t \rightarrow \infty$. Táto časť obsahuje trinásť viet a štyri príklady.



Habilitačná práca: Optimalizácia toku jalových výkonov v elektrizačnej sústave
Autor: Ing. Milan Novák, PhD.
Odbor: Silnoprúdová elektrotechnika
Pracovisko: Žilinská univerzita v Žiline, Elektrotechnická fakulta, Katedra elektrickej trakcie a energetiky
Obhajoba: 1. 3. 2000 na EF ŽU

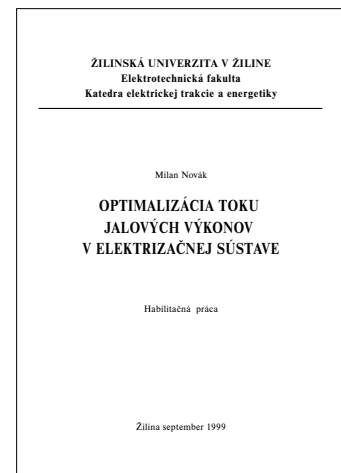
Resumé:

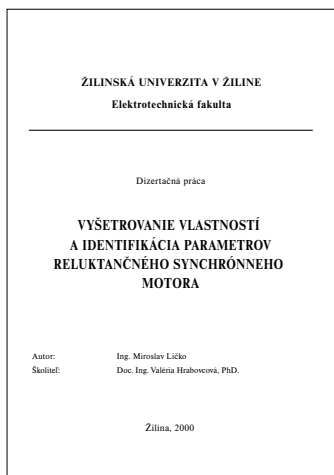
Dizertačná práca sa zaoberá aktuálnou tematikou optimalizácie toku jalových výkonov v elektrizačnej sústave. Prenos veľkých jalových výkonov v nadradenej elektrizačnej sústave vplýva na napätové pomery a následne na zväčšovanie činných strát. Optimalizácia tokov jalových výkonov umožňuje prevádzkovať elektrizačnú sústavu s minimom strát činného výkonu v prenosoch, čo najďalej od medze napätovej stability pri rešpektovaní noriem a zásad bezpečnosti prevádzky. Z tohto aspektu habilitačná práca ukazuje na praktických príkladoch možnosti riešenia zásahov do riadenia elektrizačných sústav z hľadiska úspor elektrickej energie a zlepšenia jej kvality.

V práci sú vysvetlené základné vlastnosti regulácie frekvencie a činných výkonov ako aj napätia a jalových výkonov. Vysvetľujú sa tu súvislosti medzi reguláciou frekvencie a napätia. Poukazuje sa na rozdiel medzi primárnou, sekundárnou a terciárnou reguláciou. Venuje sa metódam optimalizačných výpočtov, použitiu lineárneho a nelineárneho programovania a fuzzy-prístupom pri programovaní, tvorby modelu a reprezentácii záťaže.

Pri výpočtoch ustáleného chodu elektrizačnej sústavy na základe statických modelov sú uvedené konkrétne modely prvkov sústavy – vedení, transformátorov a záťaží s možnosťou ich modifikovania. Odhad prevádzkového stavu je rozobraný so zreteľom na statiku ale aj dynamiku odhadu. Poukazuje na uplatnenie detekcie a identifikácie veľkých chýb v systéme zberu informácií.

Všeobecné metódy optimalizácie sú aplikované na toky jalového výkonu v elektrizačných sústavách, kde je formulovaná úloha optimalizácie a postup pri numerickom riešení optimalizácie.





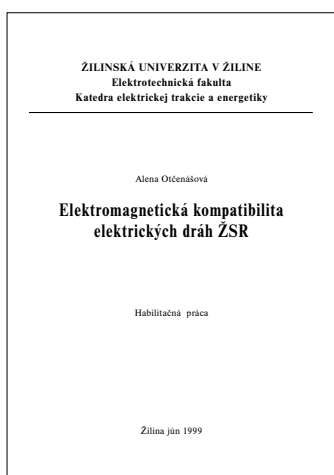
Dizertačná práca: Vyšetrovanie vlastností a identifikácia parametrov reluktančného synchronného motora

Autor: Ing. Miroslav Ličko
Študijný odbor: 26-32-9 Silnoprúdová elektrotechnika
Špecializácia: Elektrické stroje a prístroje
Pracovisko: Žilinská univerzita v Žiline, Elektrotechnická fakulta, Katedra elektrickej trakcie a energetiky
Školiteľ: doc. Ing. Valéria Hrabovcová, PhD.

Resumé:

Dizertačná práca sa zaoberá vlastnosťami reluktančného synchronného motora (RSM) v celej jeho komplexnosti, v súlade s odborným záujmom zameraným na vývoj elektrických pohonov s bezkefovými elektrickými motormi. Sú vyšetrované dve základné konštrukčné usporiadania týchto motorov, a sice RSM s klieťovým, radiálne vrstveným rotorom a RSM s axiálne vrstveným rotorom. V oboch prípadoch sú uvedené matematické modely na vyšetrovanie ustálených aj prechodných stavov, včítane podrobného vyšetrovania prvkov náhradnej schémy. Obe dva druhy motorov sú vyšetrované teoreticky aj experimentálne a ich vlastnosti sú vzájomne porovnané.

Z výsledkov prvej časti práce vyplýva, že klasický RSM s klieťovým radiálne vrstveným rotorom má veľmi nízke kvalitatívne ukazovatele (pomer kW/kg, účinník a účinnosť). Preto je navrhnutý nový rotor s modernou konštrukciou, axiálne vrstvený, ktorý s pôvodným statorom tvorí nový motor. Tento nový motor bol skutočne vyrobený a tým sa otvorila možnosť porovnávať vlastnosti oboch typov motorov. Ako vyplýva z analýzy jeho vlastností, v prevádzke vykazuje tento motor vyšší účinník aj vyššiu účinnosť.



Habilitačná práca: Elektromagnetická kompatibilita elektrických dráh ŽSR

Autor: Ing. Alena Otčenášová, PhD.
Študijný odbor: Silnoprúdová elektrotechnika
Pracovisko: Žilinská univerzita v Žiline, elektrotechnická fakulta, Katedra elektrickej trakcie a energetiky
Menovaná: 15. marca 2000

Resume:

Habilitačná práca sa zaoberá nepriaznivými vplyvmi striedavej elektrickej trakcie na elektrizačnú sústavu, nakoľko v praxi dochádza k výraznému zhoršovaniu kvality odoberanej elektrickej energie. Zo sledovaných parametrov kvality je pozornosť venovaná predovšetkým vplyvu harmonických prúdov, produkovaných hnacím vozidlom a prenášaných trakčným vedením jednostranne napájaného úseku a následne trakčným transformátorom do elektrizačnej sústavy.

V práci je uvedené miesto harmonických zložiek v širšej problematike definovanej ako elektromagnetická kompatibilita. Je daná základná charakteristika vplyvu harmonických prúdov a napätia, ako aj spôsoby modelovania napájania striedavej trakčnej prúdovej sústavy. Šírenie harmonických zložiek prúdov je simulované pomocou uvedených modelov.

Sledované sú vlastnosti trakčného vedenia pri prenose harmonických cez napájaciu stanicu do elektrizačnej sústavy pomocou výpočtov frekvenčných charakteristík. V práci sú uvedené niektoré konkrétne výsledky z merania harmonických v trakčnej transformovni Nové Mesto nad Váhom, ako aj na modeli napájania striedavej elektrickej trakcie v laboratórnych podmienkach.

V poslednej kapitole sú uvedené možnosti odstránenia nepriaznivých vplyvov prostredníctvom filtračno-kompenzačných staníc (FKS). Je tu uvedený postup pri návrhu stanice a tiež sa tu nachádza schéma zapojenia plynulo regulovateľnej FKS inštalovanej v trakčnej transformovni Bratislava - Vinohrady, ktorá filtruje 3. a 5. harmonickú s požadovanou účinnosťou a kompenzuje účinník striedavej trakcie na neutrálny, t. j. na hodnotu 0,95. Ukázaná je aj možnosť potlačenia harmonických prúdov a napätia pomocou aktívnych filtrov.

Habilitačná práca: Návrh hlavných parametrov trakčného motora a výpočet pravdepodobných trakčných charakteristík hnacieho vozidla
Autor: Mgr. Ing. Milan Pospíšil, PhD.
Vedný odbor: 26-32-9 Silnoprúdová elektrotechnika
Špecializácia: Elektrická trakcia
Pracovisko: Žilinská univerzita v Žiline, Elektrotechnická fakulta, Katedra elektrickej trakcie a energetiky
Obhajoba: 1. 3. 2000 na ŽU EF

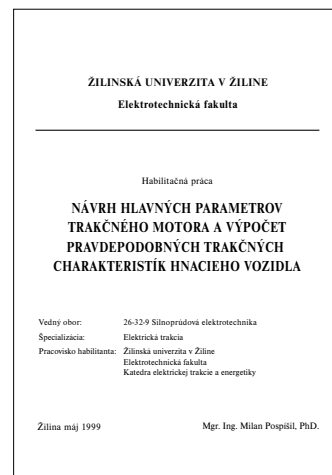
Resumé:

Habilitačná práca sa zaoberá hospodárnym dimenzovaním elektrických trakčných zariadení, zvlášť trakčných motorov.

Určenie optimálneho trvalého trakčného výkonu konkrétneho hnacieho vozidla nie je jednoznačná úloha. Vzhľadom na premenlivosť zataženia resp. nepravidelnosť dopravy dochádzalo pri návrhu inštalovaného výkonu hnacieho vozidla k jeho predimenzovaniu resp. poddimenzovaniu. Je teda nutné uvážiť, aký trvalý výkon trakčných motorov inštalovať do nových resp. modernizovaných hnacích vozidiel a tiež aký druh trakčných motorov použiť.

Nielen spomínané vstupy, ale aj celý rad ďalších požiadaviek je možné zapracovať do simulačných metód a pomocou nich určiť najvhodnejší inštalovaný výkon, spôsob prenosu trakčného výkonu a overiť, či navrhované riešenie vyhovuje predpokladaným požiadavkám. Podstata simulácie spočíva v zostavení vhodného matematického modelu navrhovaného pohonu, z ktorého je možné riešením na počítači pre dané podmienky vyšetriť a oceniť chovanie celého navrhovaného pohonu.

Práca obsahuje problematiku modelovania jednosmerného sériového a cudzobudeného trakčného motora, spolu s výsledkami simulácií. Ďalej práca obsahuje metodiku návrhu a vyšetrovania trakčného pohonu s asynchrónnymi motormi, čo doteraz nebolo dostatočne publikované. Táto problematika je pôvodným príspevkom ku zdokonaleniu dimenzovania hnacích vozidiel, pri určení spotreby elektrickej energie, spôsobu napájania elektrických dráh, pri tvorbe grafikonu vlakovej dopravy atď.

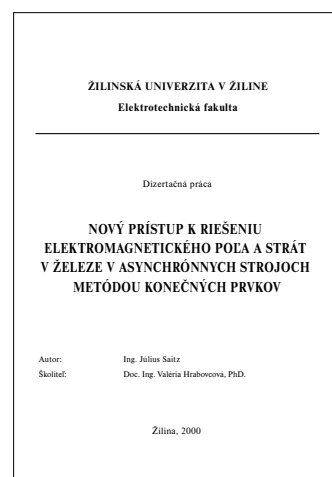


Dizertačná práca: Nový prístup k riešeniu elektromagnetického poľa a strát v železe v asynchrónnych strojoch metódou konečných prvkov
Autor: Ing. Július Saitz
Pracovisko: Žilinská univerzita, Elektrotechnická fakulta, Katedra elektrickej trakcie a energetiky
Školiteľ: doc. Ing. Valéria Hrabovcová, PhD.

Resumé:

Dizertačná práca sa zaoberá zahrnutím magnetickej hysterézy do analýzy elektromagnetického poľa v indukčných strojoch. Hysteréza je modelovaná pomocou inverzného Preisachovho modelu. Kombinovaná sústava dvojrozmernej rovnice poľa a napätových rovníc je riešená v priestore metódou konečných prvkov (MKP) a v čase lichobežníkovou metódou konečných diferencií. Výsledná sústava algebraických rovníc uvažujúcich hysterézu je riešená iteračnou metódou pevného bodu v každom jednom časovom kroku.

Straty v železe sú určené z priebehov intenzity magnetickej indukcie a magnetickej indukcie v ustálenom stave chodu motora naprázdno, vypočítaných pomocou časovokrokovej analýzy poľa s uvažovaním hysterézy. Tento postup bol aplikovaný na výpočet strát v železe trojfázového štvorpólového 37 kW indukčného motora, napájaného zo zdroja sínusového napätia. Na základe porovnania nameraných a vypočítaných hodnôt možno konštatovať, že metóda je stabilná, spoľahlivo konvergujúca a dáva výsledky v dobrej zhode s nameranými hodnotami.



**POKYNY PRE AUTOROV PRÍSPEVKOV DO ČASOPISU
KOMUNIKÁCIE - vedecké listy Žilinskej univerzity**

1. Redakcia prijíma iba príspevky doteraz nepublikované alebo inde nezaslané na uverejnenie.
2. Rukopis musí byť v jazyku slovenskom a anglickom (týka sa autorov zo Slovenska). Doporúčený počet strán príspevku je 7 strán pre každú jazykovú mutáciu (formát A4, písmo Times Roman 12 bodové). K článku dodá autor **resumé** v rozsahu maximálne 10 riadkov v slovenskom a anglickom jazyku).
3. Príspevok prosíme poslať: **e-mailom**, ako prílohu spracovanú vo Worde, na adresu *holesa@nic.utc.sk* alebo *polednak@fsi.utc.sk* príp. *vrablova@nic.utc.sk* **alebo doručiť na diskete 3,5** vo Worde a **jeden výtlačok** článku na adresu Žilinská univerzita, OVAV, Moyzesova 20, 010 26 Žilina.
4. Skratky, ktoré nie sú bežné, je nutné pri ich prvom použití rozpisovať v plnom znení.
5. Obrázky, grafy a schémy, pokiaľ nie sú spracované v Microsoft WORD, je potrebné doručiť buď v digitálnej forme (ako GIF, JPG, CDR, BMP súbory), prípadne nakresliť kontrastne na bielom papieri a predložiť v jednom exemplári. Pri požiadavke na uverejnenie fotografie priložiť ako podklad kontrastnú fotografiu alebo diapozitív. **Pre obidve mutácie spracovať jeden obrázok** s popisom v slovenskom a anglickom, **resp. len v anglickom jazyku**.
6. Odvolania na literatúru sa označujú v texte alebo v poznámkach pod čiarou príslušným poradovým číslom v hranatej zátvorke. **Zoznam použitej literatúry** je uvedený za príspevkom. Citovanie literatúry musí byť **podľa záväznej STN 01 0197 (ISO 690)** „Bibliografické odkazy“.
7. K rukopisu treba pripojiť **plné meno a priezvisko autora a adresu inštitúcie v ktorej pracuje, e-mail adresu** a číslo telefónu alebo faxu.
8. Príspevok posúdi redakčná rada na svojom najbližšom zasadnutí a v prípade jeho zaradenia do niektorého z budúcich čísel podrobí rukopis recenzii a jazykovej korektúre. Posledný obťah pred tlačou bude poslaný autorovi na definitívnu kontrolu.
9. Termíny na dodanie príspevkov do čísel v roku sú: 28. február, 31. máj, 31. august a 30. november.
10. V číslach 1/2002 a 2/2002 budú tieto nosné témy jednotlivých čísel: Modelovanie komunikačnej obsluhy územného celku a Materiálové inžinierstvo.

**COMMUNICATIONS - Scientific Letters of the University of Žilina
Writer's Guidelines**

1. Submissions for publication must be unpublished and not be a multiple submission.
2. Manuscripts written in English language must include abstract also written in English. The submission should not exceed 7 pages (format A4, Times Roman size 12). The abstract should not exceed 10 lines.
3. Submissions should be sent: **by e-mail** (as attachment in system Microsoft WORD) to one of the following addresses: *holesa@nic.utc.sk* or *vrablova@nic.utc.sk* event. *polednak@fsi.utc.sk* **with a hard copy** (to be assessed by the editorial board) or **on a 3.5" diskette** in (Microsoft WORD) **with a hard copy** to the following address: Zilinska univerzita, OVAV, Moyzesova 20, SK-10 26 Zilina, Slovakia.
4. Abbreviations, which are not common, must be used in full when mentioned for the first time.
5. Figures, graphs and diagrams, if not processed by Microsoft WORD, must be sent in electronic form (as GIF, JPG, CDR, BMP files) or drawn in contrast on white paper, one copy enclosed. Photographs for publication must be either contrastive or on a slide.
6. References are to be marked either in the text or as footnotes numbered respectively. Numbers must be in square brackets. The list of references should follow the paper (according to **ISO 690**).
7. The author's exact mailing address, **full names, e-mail address, telephone or fax number, and the address of the organisation where he works** and contact information must be enclosed.
8. The editorial board will assess the submission in its following session. In the case that the article will be accepted for future volumes, the board submits the manuscript to the editors for review and language correction. After reviewing and incorporating the editor's remarks, the final draft (before printing) will be sent to authors for final review and adjustment.
9. The deadlines for submissions are as follows: February 28, May 31, August 31 and November 30.
10. This year, each of the three issues will be dedicated to one of the following topics: Modeling of a Regional Communication Service and Material Engineering.



VEDECKÉ LISTY ŽILINSKEJ UNIVERZITY
SCIENTIFIC LETTERS OF THE UNIVERSITY OF ŽILINA

Šéfredaktor:

Editor-in-chief:

Prof. Ing. Pavel Poledňák, PhD.

Redakčná rada:

Editorial board:

Prof. Ing. Ján Bujňák, CSc. - SK
Prof. Ing. Karol Blunár, DrSc. - SK
Prof. Ing. Otakar Bokúvka, CSc. - SK
Prof. RNDr. Jan Černý, DrSc. - CZ
Prof. Ing. Ján Čorej, CSc. - SK
Prof. Eduard I. Danilenko, DrSc. - UKR
Prof. Ing. Branislav Dobrucký, CSc. - SK
Prof. Dr. Stephen Dodds - UK
Dr. Robert E. Caves - UK
Dr.hab Inž. Stefánia Grzeszczyk, prof. PO - PL
PhDr. Anna Hlavňová, CSc. - SK
Prof. Ing. Vladimír Hlavňa, PhD - SK
Prof. RNDr. Jaroslav Janáček, CSc. - SK
Dr. Ing. Helmut König, Dr.h.c. - CH
Doc. Dr. Ing. Ivan Kuric - SK
Prof. Ing. G. Nicoletto - I
Prof. Ing. Ludovít Parilák, CSc. - SK
Ing. Miroslav Pfliegel, CSc. - SK
Prof. Ing. Pavel Poledňák, PhD. - SK
Prof. Bruno Salgues - I
Prof. Andreas Steimel - D
Prof. Ing. Miroslav Steiner, DrSc. - CZ
Prof. Ing. Pavel Surovec, CSc. - SK
Prof. Ing. Hynek Sertler, DrSc. - CZ
Prof. Josu Takala - SU

Language consultant: Cristy Ecton

Adresa redakcie:

Address of the editorial office:

Žilinská univerzita
Oddelenie pre vedu a výskum
Office for Science and Research
Moyzesova 20, Slovakia
SK 010 26 Žilina
Tel.: +421/89/5620 392
Fax: +421/89/7247 702
E-mail: *polednak@fsi.utc.sk*, *holesa@nic.utc.sk*

Každý článok bol oponovaný dvoma oponentmi.
Each paper was reviewed by two reviewers.

Vydáva Žilinská univerzita
v EDIS - vydavateľstve ŽU
J. M. Hurbana 15, 010 26 Žilina
pod registračným číslom 1989/98
ISSN 1335-4205

It is published by the University of Žilina in
EDIS - Publishing Institution of Žilina University
Registered No: 1989/98
ISSN 1335-4205

Objednávky na predplatné prijíma redakcia
Vychádza štvrtročne
Ročné predplatné na rok 2001 je 500,- Sk

Order forms should be returned to the editorial office
Published quarterly
The subscription rate for year 2001 is 500 SKK.

<http://www.utc.sk/komunikacie>



● Rheostatic brake ▲ Rheo. br. + external influence □ Pneumatic brake

