

**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ  
FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A INFORMATIKY  
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY**

**Dr. Ing. Miroslav Patočka**

**MATEMATICKÝ NÁSTROJ PRO ANALÝZU  
PWM SIGNÁLŮ,  
JEHO UŽITÍ VE STŘÍDAVÝCH POHONECH**

**TEZE HABILITAČNÍ PRÁCE**



**BRNO 2000**

ISBN 80-214-1646-7  
© 2000 Miroslav Patočka

## OBSAH

1. Úvod .....	5
2. Vymezení tematické oblasti práce .....	8
3. Výpočet ztrát v tranzistorovém měniči .....	9
4. Matematický nástroj pro analýzu unipolárních PWM signálů .....	9
5. Aplikace matematického nástroje na trojfázový střídač .....	14
6. Ztráty v železe asynchronního motoru .....	18
7. Závěr .....	22
Seznam použitých symbolů .....	23
Literatura .....	24
Abstract .....	26

Miroslav Patočka se narodil roku 1953 v Brně. Studium oboru radiotechnika na elektrotechnické fakultě VUT v Brně ukončil v r. 1977. Poté pracoval ve Výzkumném ústavu elektrických strojů točivých v Brně (VÚES Brno) jako vývojový a výzkumný pracovník v oblasti výkonové elektroniky a střídavých elektrických pohonů.

Od r. 1990 působí na VUT FEI v Brně jako odborný asistent na Ústavu elektrických pohonů a výkonové elektroniky, nyní na Ústavu výkonové elektrotechniky a elektroniky. Postgraduální doktorandské studium ukončil v r. 1994 obhajobou disertační práce s názvem „Sinusová pulsní šířková modulace ve střídavých pohonech s trojfázovým motorem“.

V oblasti výkonové elektroniky se zabývá především aplikacemi tranzistorů IGBT a MOS-FET v tranzistorových měničích libovolného typu a optimálním návrhem výkonových magnetických obvodů. Dále se věnuje algoritmům sinusové PWM ve střídavých pohonech, magnetické levitaci, hybridním pohonům v automobilech, aktivním síťovým usměrňovačům a EMC.

## 1. ÚVOD

Konec dvacátého století lze na poli regulovaných elektrických pohonů charakterizovat úplným vítězstvím pohonů *střídavých* nad tradičními *stejnoseměrnými*. Začátkem devadesátých let to již platilo i v cenové konkurenceschopnosti, a to i přes řádově vyšší složitost řídicí i výkonové elektroniky střídavých pohonů.

Celosvětový rozmach kvalitních střídavých pohonů a servopohonů s trojfázovým *asynchronním* nebo *synchronním* motorem byl podmíněn dvěma technologickými skoky:  
*Výkonová elektronika:*

Historicky kvalitativní přelom nastal v r. 1985/86 vznikem tranzistoru IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) (Toshiba). Jeho vynikající statické a především dynamické parametry jsou neustále rok od roku vylepšovány a právě v současnosti probíhá dramatický útok tohoto prvku i na oblasti největších napětí a proudů, donedávna vyhrazených pouze tyristorům GTO. Závěrná napětí a jmenovité proudy dosažené v jednotlivých etapách: 600 V / 100 A (1986), 1000 V / 400 A (1990), 1200 V / 400 A (1991), 1600 V / 1200 A (1995), 3300 V / 1200 A (Eupec - 1996). Maximální proudy jsou omezeny spíše tepelnými poměry než elektrickými, neboť i součástky 1200 A se pouzdří jedině do *bezpotenciálových modulů* s horším odvodem tepla.

*Mikroelektronika:*

Umožnila teprve po r. 1990 vznik *čistě digitálních* řídicích struktur, schopných počítat v reálném čase regulační algoritmy *vektorového řízení* asynchronního nebo synchronního stroje, [1]. Do té doby bylo nutno z důvodu rychlosti realizovat většinu operací *analogově*. Za nezbytné se ukázalo nasazení 16-tibitových procesorů, signálových procesorů (DSP) a alespoň 12-tibitových *velmi rychlých* A/D převodníků.

Za samostatnou zmínku stojí realizace *sinusové* pulsní šířkové modulace (sinusové PWM). Ryze *softwarový výpočet* přepínacích okamžiků jednotlivých tranzistorů střídače v *reálném čase* není v silách současné techniky (!), má-li se jednat o *kvalitní* modulátor (přesnost 12 až 16 bitů, vf. nosný kmitočet nad 15 kHz). Problém se obvykle obchází konstrukcí speciálních zákaznických obvodů - sinusových modulátorů, což jsou v podstatě velmi rychlé kombinační obvody (nikoliv sekvenční), např. PLA, FPGA, ..., ve kterých jsou předem spočítaná data uložena ve formě rozsáhlých tabulek, [2]. Nadřazený mikroprocesor pak pouze ovládá takový obvod.

Současné výzkumné směry v oblasti *střídavých pohonů*:

*Řízení a regulace:*

Za systémově uzavřenou kapitolu lze považovat syntézu algoritmů *vektorového řízení* asynchronního či synchronního stroje [1], ovšem *s užitím snímačů* rychlosti popř. polohy na hřídeli. Výzkum se pak soustřeďuje na oblasti :

- Algoritmy vektorového řízení *bez snímačů* rychlosti či polohy na hřídeli. Snaha o rekonstrukci mechanických veličin pouze ze svorkových napětí a proudů stroje, s využitím pozorovatele a složitěho mat. modelu asynchronního motoru.
- Robustní samoučící se regulátory (neuronové sítě), adaptivní regulátory, fuzzy regulátory.
- Zpřesnění mat. modelů strojů s ohledem na nestandardní napájení (PWM). Hledání modelů nových. Identifikace parametrů modelů, zvláště těch parametrů, které jsou *princiálně neměřitelné*.

#### *Výkonová elektronika:*

- Přesun vf. nosného kmitočtu sinusové PWM do nadakustické oblasti.
- Výpočet přepínacích ztrát a ztrát způsobených vedením proudu ve trojfázovém střídači. Tato úloha, u ss. pohonu triviální, nebyla doposud pro trojfázový střídač v režimu sinusové PWM matematicky zpracována pro svoji obtížnost.
- Rezonanční měniče s tzv. kmitavým stejnosměrným meziobvodem. Autor se domnívá, že ve *střídavých pohonech* nenajdou širšího uplatnění z principiálních technických důvodů.
- Výkonové filtry a omezovače  $du/dt$  na *výstupu* měniče (s ohledem na EMC).
- Víceúrovňové střídače (s ohledem na EMC).
- Obvodové návrhy luxusních budicích obvodů pro tranzistory IGBT. Se zabudovanou ultrarychlou elektronickou nadproudovou ochranou, na principu snímání  $U_{CE\ sat}$  v době sepnutí (téměř absolutní zkratuvzdornost). Se zabudovanou tepelnou a přepětovou ochranou, s testováním přítomnosti vlastního (galvanicky odděleného) napájecího napětí, s testováním kvality (galvanicky odděleného) vstupního řídicího signálu. Pak se hovoří o tzv. Smart Power.

#### *Návrh strojů:*

- Zkoumání závislosti přídavných vířivých a hysterezních ztrát v železe na velikosti vf. nosného kmitočtu.
- Vliv sinusové PWM na ztráty v kleci rotoru asynchronního motoru - jaká má být optimální konstrukce rotoru ?
- Dielektrické ztráty v izolačním systému stroje a přívodního kabelu. Namáhání izolace obrovskou strmostí  $du/dt$  (postupná degradace izolace, vedoucí až ke ztrátě izolační schopnosti).
- Přepětí a odrazy na koncích dlouhého kabelu (nad 100 m). Namáhání izolace kabelu i stroje, [3], [4], [5].
- Mechanické chvění hřídele způsobené sinusovou PWM.
- Konstrukce nových typů strojů na nezvyklých funkčních principech - principiálně nemohou pracovat bez přítomnosti výkonové a řídicí elektroniky.

Očekávaný pokrok v technologii *střídavých pohonů*:

#### *Mikroelektronika:*

- Integrace celého systému vektorového řízení do několika málo jednoúčelových standardizovaných stavebnicově použitelných IO (např. ohlášený společný projekt VECOM v rámci EU).
- Neustálé vylepšování všech snímačů elektrických i neelektrických veličin - standardizované IO.

#### *Výkonová elektronika :*

- Vznik výše zmíněného luxusního budiče tranzistorů IGBT a MOS-FET v podobě integrovaného specializovaného obvodu (je zajímavé, že takovýto obvod v *opravdu kvalitní* podobě zatím - téměř - neexistuje, výjimkou jsou některé budiče fy Unitrode). Později bude následovat jeho *hybridní* vestavění do jednoho pouzdra s tranzistorem IGBT. Nakonec bude *monoliticky* integrován na jeden čip s výkonovým prvkem (velké potíže s teplem a s elmag. rušením). Bude obsahovat extrémně rychlou nadproudovou ochranu, přepětovou a tepelnou ochranu, testování přítomnosti svého vlastního napájecího napětí. Bude zajišťovat (optické) galvanické oddělení řídicího signálu i zpětného hlásicího signálu, informujícího nadřazený systém o nestandardní situaci (Monolithic Smart Power Devices).
- Miniaturizace celých měničů do výkonu 2 kVA *tlustovrstvou hybridní* technologií na jedinou destičku - vestavné provedení do svorkovnice motoru.
- Neustálé fyzikální zdokonalování čipu IGBT, zkrácení časů  $t_{on}$ ,  $t_{off}$  pod 1  $\mu$ s (z dnešních cca 1,5  $\mu$ s při 1200 V / 100 A), snižování  $U_{CE sat}$  v sepnutém stavu (dnes asi 2,8 V při jmen. proudech), zvyšování max. závěrného napětí (lze předpovědět do cca 4,5 kV).

#### *Elektrické stroje:*

Autor zastává názor, že vysoce perspektivní zůstanou pouze *bezkartáčové* stroje, které mají *schopnost přirozeně vykazovat konstantní moment na hřídeli* v průběhu jedné mech. otáčky - a to při *prostém napájení*, bez nutnosti používat snímače polohy a rychlosti, bez nutnosti používat složitou regulační a řídicí elektroniku. Samozřejmě, vlastnosti těchto strojů mohou být užitím snímačů a elektroniky řádově zlepšeny. Pomineme-li tedy ss. motor, pak připadají v úvahu pouze trojfázové stroje s *harmonickým prostorovým rozložením mg. pole v mezeře*: asynchronní, synchronní s PM na rotoru a (s velkými výhradami) harmonický reluktanční stroj. U nich je proto třeba řešit velmi zodpovědně všechny technologické problémy uvedené výše. Synchronní stroje začínají asynchronním konkurovat v ukazateli *měrný výkon na jednotku hmotnosti (objemu)*, především se vznikem nových materiálů pro PM (slitiny Sm-Co, Fe-B-Nd). Ve výzkumu těchto materiálů lze očekávat urputnou snahu o zvýšení remanentní indukce (dnes kolem

1,1 T) a energetického součinu. Reluktanční stroj nebude nikdy moci soupeřit s prvými dvěma v ukazateli *měrný výkon* (i když se začátkem 90. let tvrdil opak) a vždy bude mít špatný účinník.

Ostatní střídavé stroje s *neharmonickým rozložením pole* budou sice stále existovat, ale jejich technicko-ekonomický význam bude zanedbatelný a okrajový (EC-motor, krokový motor, spínaný reluktanční motor, lineární motory, nově vzniklý tzv. SD-pohon, ...). Tyto stroje jsou bez složité elektroniky nefunkční a regulační obvody, místo aby vylepšovaly jejich užité vlastnosti, pracně pouze odstraňují nedokonalosti těchto motorů.

## 2. VYMEZENÍ TEMATICKÉ OBLASTI PRÁCE

Práce se zabývá výkonovými poměry v soustavě *trojfázový střídač - motor*. Přičemž střídač je uvažován s *napětovým meziobvodem*. Motor je uvažován především jako asynchronní, ale i synchronní s PM.

Práce navazuje systematicky na [2], kde byla podrobně zpracována problematika sinusové PWM, především tvorba tzv. „šetřících“ algoritmů, umožňujících zvýšení vf. nosného kmitočtu do nadakustické oblasti, aniž však vzrostou přepínací ztráty tranzistorů.

Práce se zaměřuje jednak na problematiku, která nebyla doposud pro svoji matematickou obtížnost řešena, jednak na problémy související se zvyšováním nosného kmitočtu:

- Originální obecný matematický postup pro analýzu tzv. *unipolárních* signálů PWM, který umožňuje řešení následujících úloh:
- Výpočet ztrát v tranzistoru a v nulové diodě střídače, způsobených *vedením proudu*.
- Výpočet *přepínacích* ztrát ve střídači.
- Výpočet totálních ztrát a účinnosti celého trojfázového střídače.
- Vlastní výkonové dimenzování soustavy *střídač - motor*. Cílem je přesné přiřazení *typového* proudu tranzistoru IGBT ke jmenovitému *štitkovému* mech. výkonu na hřídeli stroje.
- Velmi jednoduchý výpočet celkové efektivní hodnoty výstupního napětí střídače (ef. hodnoty celého spektra). Postup se ukázal natolik plodný a silný, že podnítil autora ke studiu níže uvedených jevů:
- Vliv velikosti vf. nosného kmitočtu sinusové PWM na přídavné vířivé ztráty v železe motoru.
- Vliv velikosti vf. nosného kmitočtu sinusové PWM na přídavné hysterezní ztráty v železe motoru.
- Vytvoření *kmitočtově nezávislého* náhradního schématu asynchronního motoru, které bude respektovat vířivé ztráty v železe v širokém kmitočtovém rozsahu.
- Metodika měření ztrát asynchr. motoru napájeného v režimu sinusové PWM.



### 3. VÝPOČET ZTRÁT V TRANZISTOROVÉM MĚNIČI

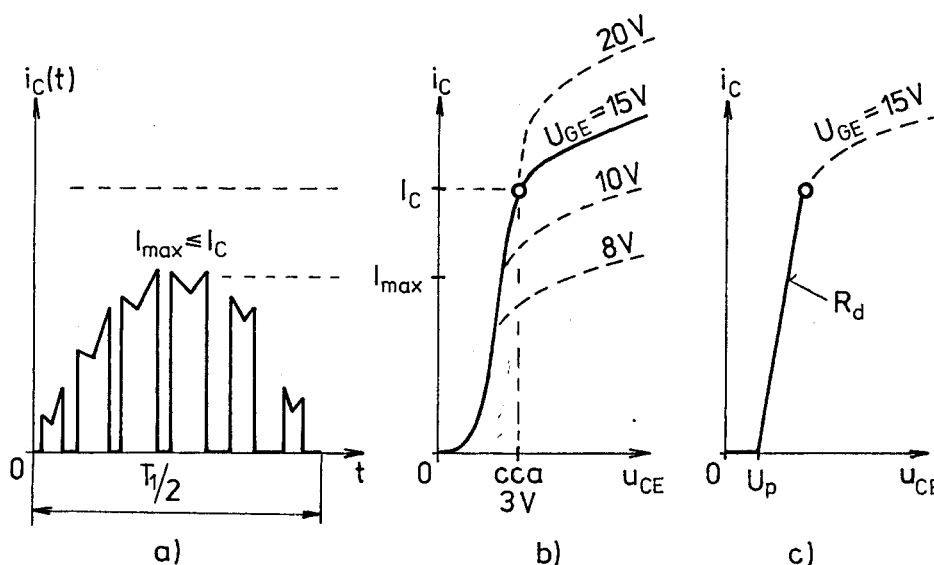
Nahradíme-li VA-charakteristiku výkonové spínací součástky v sepnutém stavu tzv. „lomenou přímkou“ podle *Obr. 1*, je možno určit ztráty způsobené vedením proudu podle rovnice

$$P_{ved} = U_p I_{str} + R_d I_{ef}^2 \quad (1)$$

Spínací ztráty lze určit podle rovnice

$$P_{pr} = f(W_{on} + W_{off}) = f W_{pr} \quad (2)$$

Je to standardní postup ve výkonové elektronice. Výpočet střední a efektivní hodnoty proudu protékajícího součástkou i výpočet přepínacích ztrát je jednoduchý u *stejnoseměrných* pulsních měničů, ale pouze v *ustáleném stavu*. U trojfázového střídače podle *Obr. 2* se jedná o matematicky značně obtížný úkol, viz *Obr. 1a*), *Obr. 5d,e*), jehož obecné řešení nebylo doposud v literatuře publikováno.

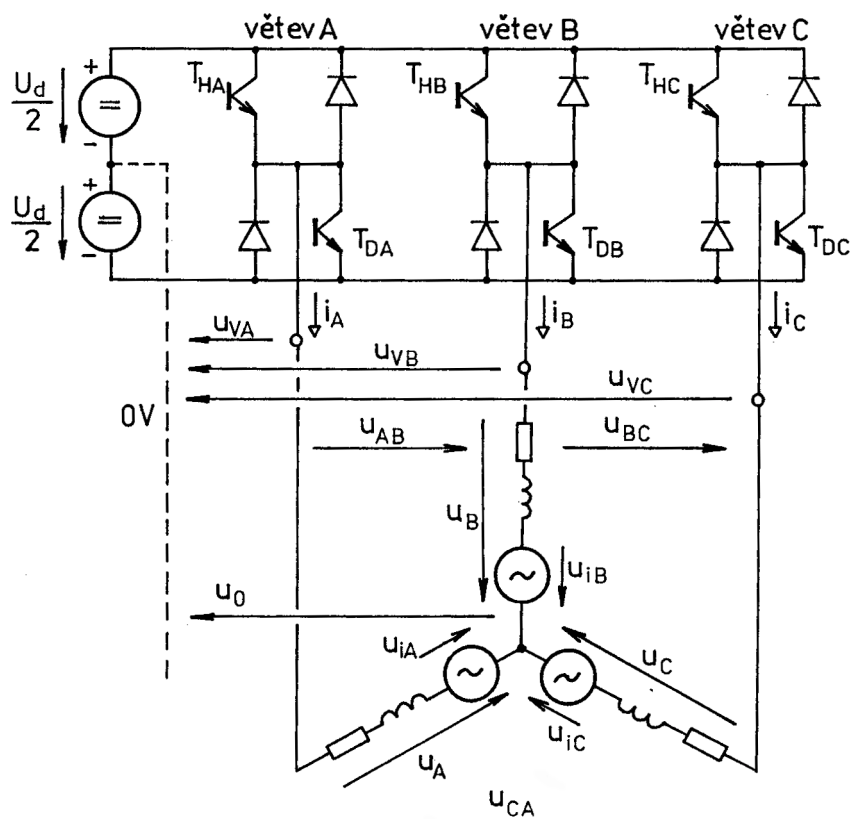


**Obr. 1:** Náhrada VA-charakteristiky IGBT v sepnutém stavu „lomenou přímkou“. a) unipolární pulsy kolektorového proudu. b) Platná křivka pro  $U_{GE} = +15V$ ,  $I_C$  = jmenovitý kolektorový proud. c) Náhradní lomená přímka.

### 4. MATEMATICKÝ NÁSTROJ PRO ANALÝZU UNIPOLÁRNÍCH PWM SIGNÁLŮ

Matematický nástroj řeší následující problémy:

- Definice pojmu „okamžitý kmitočet“ a „okamžitá střída“.
- Definice tzv. *unipolárních* a *bipolárních* signálů, viz *Obr. 4*.
- Obecný výpočet *střední* a *efektivní* hodnoty *unipolárních* signálů.

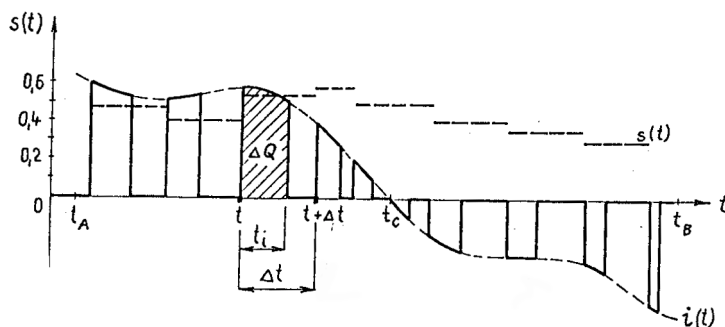


**Obr. 2:** Trojfázový střídač. Značení napětí a proudů v systému *motor - střídač*.

Definujme kmitočet a střihu impulsního signálu na nejkratším možném časovém intervalu  $\Delta t$  podle Obr. 3:

$$f[t ; t + \Delta t] = \frac{1}{\Delta t} \tag{3}$$

$$s[t ; t + \Delta t] = \frac{t_i}{\Delta t} \quad t_i \in \langle 0; \Delta t \rangle, \quad s \in \langle 0; 1 \rangle \tag{4}$$



**Obr. 3:** K výpočtu střední hodnoty unipolárních proudových impulsů.

Přechod k okamžitým hodnotám kmitočtu a střídání je přibližně možný za předpokladu

$$\Delta t \ll t_B - t_A \quad (5)$$

V případě sinusové PWM to znamená, že musí být splněny nerovnosti

$$\Delta t \ll T_1 \quad f \gg f_1 \quad (6 \text{ a, b})$$

Kde  $f_1$ ,  $T_1$  jsou kmitočet a perioda 1. harmonické,  $f$ ,  $\Delta t$  jsou kmitočet a perioda vf. nosného kmitočtu (spínací kmitočet tranzistoru). Přechod k okamžitým hodnotám je pak možný s velmi dobrou přesností podle rovnic:

$$f(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} = \frac{1}{dt} \quad f(t) = \frac{1}{\Delta t} \quad (7 \text{ a, b})$$

$$s(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{t_i}{\Delta t} = \frac{t_i}{dt} \quad s(t) = \frac{t_i}{\Delta t} \quad (8 \text{ a, b})$$

Pak je možno „schodovitou“ funkci  $s(t)$  na Obr. 3 nahradit „makroskopicky spojitou“ funkcí času.

Unipolární signál je charakterizován tím, že polarita impulsů zůstává dlouhodobě zachována, viz např. Obr. 1a), Obr. 3, Obr. 4d), Obr. 5d, e). U bipolárního signálu se naopak pravidelně střídají kladné a záporné pulsy, např. podle Obr. 4a).

### **Střední hodnota unipolárního signálu**

Přírůstek náboje na nejkratším možném intervalu  $\Delta t$  podle Obr. 3:

$$\Delta Q[t; t + \Delta t] = i(t) t_i = i(t) \frac{t_i}{\Delta t} \Delta t = i(t) s(t) \Delta t \quad (9)$$

Limitní přechod na diferenciální přírůstek náboje

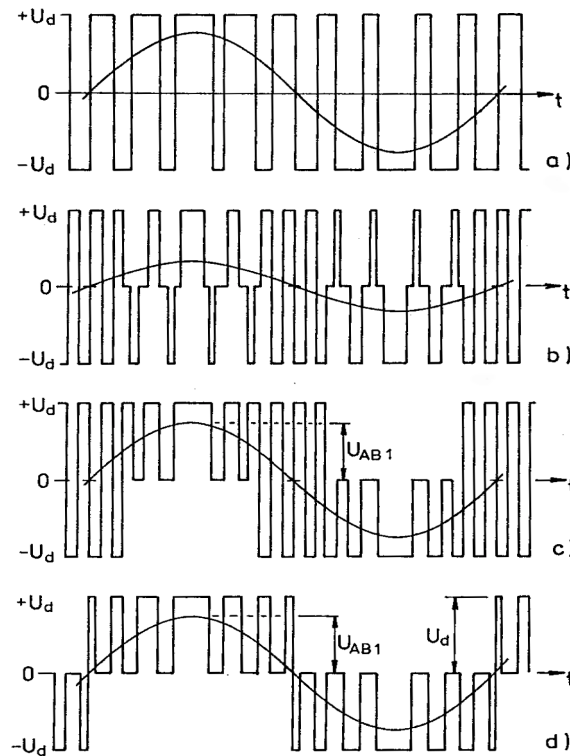
$$dQ(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} i(t) s(t) \Delta t = i(t) s(t) dt \quad (10)$$

$$Q(t_B) - Q(t_A) = \int_{t_A}^{t_B} i(t) s(t) dt \quad (11)$$

Střední hodnota proudových impulsů v případě, že obě funkce  $i(t)$ ,  $s(t)$  jsou periodické na periodě  $T_1$ :

$$I_{str} = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} i(t) s(t) dt \quad (12)$$

Kde  $i(t)$  má význam spojitě obálky (výšky) impulsů,  $s(t)$  má význam okamžité spojitě střídání (relativní šířky) impulsů. Z matematického hlediska se jedná o skalární součin funkcí  $i(t)$ ,  $s(t)$  na intervalu  $T_1$ .



**Obr. 4:** Příklad sdruženého napětí  $u_{AB}(t)$  střídače. a) Bipolární napětí. b, c) Částečně bipolární napětí. d) Unipolární napětí.

### Efektivní hodnota unipolárního signálu

Je řešena podobně jako střední hodnota avšak pomocí přírůstku energie  $\Delta W$ , daného plochou pod výkonovým pulsem o okamžité hodnotě (výšce)  $p(t)$  na nejmenším intervalu  $\Delta t$ :

$$\Delta W[t ; t + \Delta t] = p(t) t_i = p(t) \frac{t_i}{\Delta t} \Delta t = p(t) s(t) \Delta t \quad (13)$$

Limitní přechod na diferenciální přírůstek energie:

$$dW(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} p(t) s(t) \Delta t = p(t) s(t) dt \quad (14)$$

$$W(t_B) - W(t_A) = \int_{t_A}^{t_B} p(t) s(t) dt \quad (15)$$

*Střední* nebo-li *činný* výkon v případě, že obě funkce  $p(t)$ ,  $s(t)$  jsou periodické na intervalu  $T_1$ :

$$P_{str} \equiv P_c = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} p(t) s(t) dt = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} u(t) i(t) s(t) dt \quad (16)$$

Pouze pro *lineární* resistor platí Ohmův zákon ve tvaru

$$u(t) = R i(t) \quad (17)$$

pak

$$P_{str} \equiv P_c = R \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} i^2(t) s(t) dt \stackrel{!}{=} R I_{ef}^2 \quad (18)$$

Z (18) lze snadno určit efektivní hodnotu proudových unipolárních impulsů:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} i^2(t) s(t) dt} \quad (19)$$

Podobně lze určit efektivní hodnotu napěťových unipolárních impulsů:

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} u^2(t) s(t) dt} \quad (20)$$

Pro  $s(t) = 1$  přecházejí rovnice (19), (20) do známého tvaru. Funkce  $i(t)$ ,  $u(t)$  mají význam obálky (výšky) impulsů, funkce  $s(t)$  má význam okamžité střídý (relativní šířky) pulsů.

### Přepínací ztráty tranzistoru:

Přepínací ztrátová energie tranzistoru v rámci jednoho spínacího cyklu  $\Delta t$  je funkcí okamžitého proudu zátěže  $i_z(t)$ , proud zátěže je okamžitou funkcí času, *Obr. 5c, d, e*):

$$W_{pr} = W_{pr}[I_z] = W_{pr}[i_z(t)] = W_{pr}(t) \quad (21)$$

Na intervalu  $\Delta t$  proběhne právě jedno zapnutí a vypnutí tranzistoru. Pak přírůstek energie  $\Delta W$  na intervalu  $\Delta t$  je roven přepínací ztrátové energii  $W_{on} + W_{off} = W_{pr}$ :

$$\Delta W[t ; t + \Delta t] \equiv W_{pr}[i_z(t)] = W_{pr}[i_z(t)] \frac{1}{\Delta t} \Delta t \quad (22)$$

Limitní přechod na diferenciál  $dW(t)$  „makroskopicky spojitě“ funkce  $W_{pr}(t)$  bude

$$dW(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} W_{pr}[i_z(t)] \frac{1}{\Delta t} \Delta t = W_{pr}[i_z(t)] f(t) dt \quad (23)$$

Celková ztrátová energie na sledovaném intervalu  $[t_A ; t_B]$  činí

$$W = \int_{t_A}^{t_B} W_{pr}[i_z(t)] f(t) dt \quad (24)$$

nebo-li činný ztrátový přepínací výkon pro periodické funkce  $i_z(t)$  a  $f(t)$ :

$$P_{pr} = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} W_{pr}[i_z(t)] f(t) dt \quad (25)$$

Pro  $i_z(t) = \text{konst.}$ ,  $f(t) = \text{konst.}$  přechází rovnice (25) do známého tvaru (2).

## 5. APLIKACE MATEMATICKÉHO NÁSTROJE NA TROJFÁZOVÝ STŘÍDAČ

### Střední a efektivní hodnota proudu tranzistoru a nulové diody

Definice modulačního činitele plyne z Obr. 4 d):

$$M = \frac{U_{AB1}}{U_d} \quad M \in \langle 0; \sqrt{3}/2 \rangle \quad \text{nebo} \quad M \in \langle 0; 1 \rangle \quad (26)$$

Okamžitá střída je dána čistou sinusovou křivkou, viz Obr. 5 b):

$$s(t) = s_1(t) = \frac{1}{2} \left( 1 + M \frac{2}{\sqrt{3}} \sin 2\pi \frac{t}{T_1} \right) \quad \text{pro } M \in \langle 0; \sqrt{3}/2 \rangle \quad (27)$$

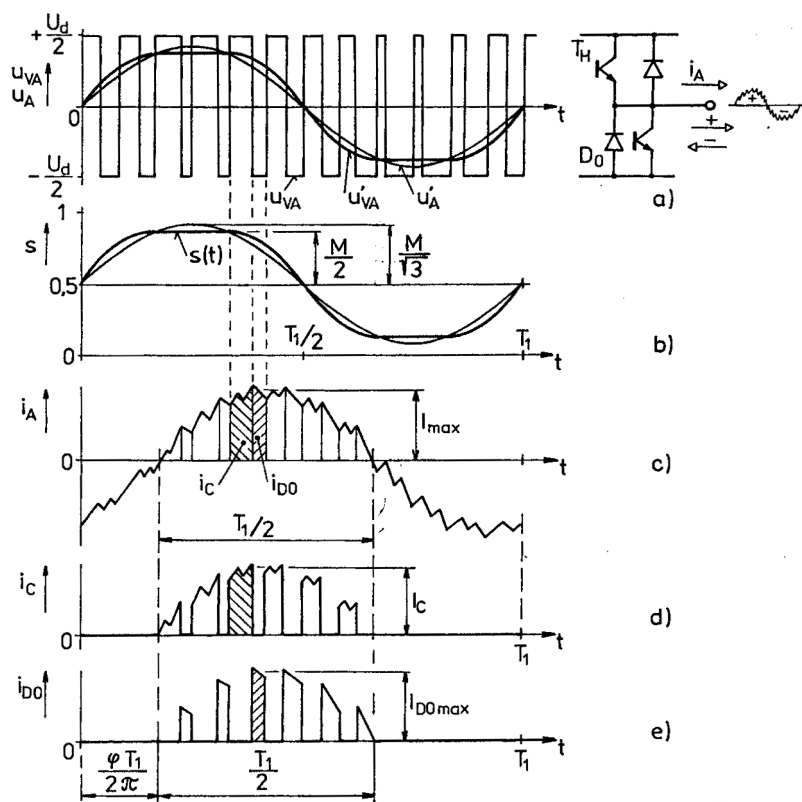
Nebo lze k čisté sinusoidě přičíst sinusové úseče  $s_u(t)$  o šířce  $60^\circ$ , viz Obr. 5 b):

$$s_u(t) = \frac{M}{2} \left[ -1 + \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \left( \frac{2\pi}{T_1} t + \frac{\pi}{3} \right) \right] \quad \text{pro } t \in \left\langle 0; \frac{T_1}{6} \right\rangle \quad (28)$$

Pak

$$s(t) = s_1(t) + s_u(t) \quad \text{pro } M \in \langle 0; 1 \rangle \quad (29)$$

Tak lze zvýšit modulační činitel až na hodnotu  $M = 1$  (známá skutečnost).



**Obr. 5:** Větev A střídače. a) Větvové a fáz. napětí. b) Okamžitá střída. c) Fázový proud zátěže. d) Kolektorový proud tranzistoru  $T_H$ . e) Proud diody  $D_0$ .

Obálka kolektorových proudových pulsů je určena sinusoidou fázového proudu, viz *Obr. 5 c, d, e*). Pilovité vf. zvlnění zanedbáme:

$$i_A(t) = I_{A1} \sin\left(2\pi \frac{t}{T_1} - \varphi\right) \quad (30)$$

Dosadíme-li (27) nebo (29) do (12), pak pro střední hodnotu proudu tranzistoru a nulové diody platí:

$$I_{C\ str} = \frac{1}{T_1} \int_{\frac{\varphi}{2\pi} T_1}^{\frac{\varphi}{2\pi} T_1 + \frac{T_1}{2}} i_A(t) s(t) dt \quad I_{D0\ str} = \frac{1}{T_1} \int_{\frac{\varphi}{2\pi} T_1}^{\frac{\varphi}{2\pi} T_1 + \frac{T_1}{2}} i_A(t) [1-s(t)] dt \quad (31\ a, b)$$

Z rovnic (27) nebo (29), (30), (31) vychází:

$$I_{C\ str} = I_{A1} \left( \frac{1}{2\pi} + \frac{M}{4\sqrt{3}} \cos\varphi \right) \quad I_{D0\ str} = I_{A1} \left( \frac{1}{2\pi} - \frac{M}{4\sqrt{3}} \cos\varphi \right) \quad M \in \langle 0; 1 \rangle \quad (32\ a, b)$$

Řešení s rovnicí (27) nebo (29) dává stejný výsledek (32).

Podobně lze určit efektivní hodnoty z (19), (27), (30):

$$I_{C\ ef} = I_{A1} \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{2M}{3\sqrt{3}\pi} \cos\varphi} \quad I_{D0\ ef} = I_{A1} \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{2M}{3\sqrt{3}\pi} \cos\varphi} \quad (33\ a, b)$$

Pro  $M \in \langle 0; \sqrt{3}/2 \rangle$  platí (33) přesně, pro  $M \in \langle 0; 1 \rangle$  platí přibližně, ale velmi dobře.

Řešení s rovnicí (29) je velmi obtížné a prozatím nebylo ještě řešeno.

$\cos \varphi$	1	0	-1
$I_{C\ stř}$	$0,303 I_{A1}$	$0,159 I_{A1}$	$0,015 I_{A1}$
$I_{D0\ stř}$	$0,015 I_{A1}$	$0,159 I_{A1}$	$0,303 I_{A1}$
$I_{C\ ef}$	$0,4975 I_{A1}$	$0,3535 I_{A1}$	$0,0025 I_{A1}$
$I_{D0\ ef}$	$0,0025 I_{A1}$	$0,3535 I_{A1}$	$0,4975 I_{A1}$

**Tab. 1:** Střední a efektivní hodnota proudu tranzistoru a nulové diody. Pro  $M = 1$ .  $I_{A1}$  je amplituda fázového proudu zátěže.

### Efektivní hodnota sdruženého napětí střídače

Rovnice obálky, viz *Obr. 4 d*), *Obr. 6*:

$$u(t) = +U_d \quad \text{pro } t \in \langle 0; T_1/2 \rangle \quad u(t) = -U_d \quad \text{pro } t \in \langle T_1/2; T_1 \rangle \quad (34\ a, b)$$

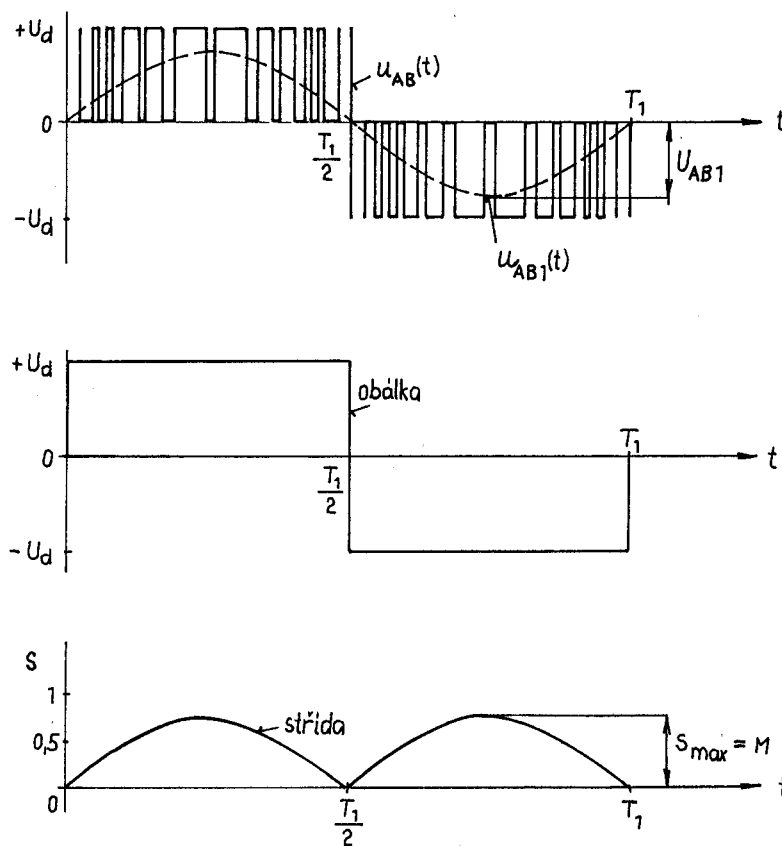
Rovnice okamžité střídny (střída nemůže být záporná):

$$s(t) = M \left| \sin \frac{2\pi}{T_1} t \right| \quad \text{pro } M \in \langle 0; 1 \rangle \quad (35)$$

Dosadíme-li (34), (35) do (20), po výpočtu obdržíme

$$U_{AB\ ef} = U_d \sqrt{\frac{2}{\pi}} M = 0,7979 U_d \sqrt{M} \quad (36)$$

Rovnice (36) je ukázána v grafické podobě na *Obr. 7* (inverzní parabola, křivka C). Křivka byla s vysokou přesností potvrzena mnohokrát experimentálně. Např. bylo měřeno sdružené napětí měniče SIMOWERT 21-8EB20 (Siemens) na nosných kmitočtech 4kHz, 8kHz, 12kHz s chybou  $\pm 1\%$  až  $\pm 5\%$  oproti rovnici (36). Pozor, je však nezbytné měřit efektivní hodnotu voltmetrem se šířkou pásma alespoň 100kHz. Použit byl voltmetr s termoelektrickým měničem nebo osciloskop HP54 645A. Data byla zpracována buď přímo v matematickém modulu osciloskopu nebo v PC.



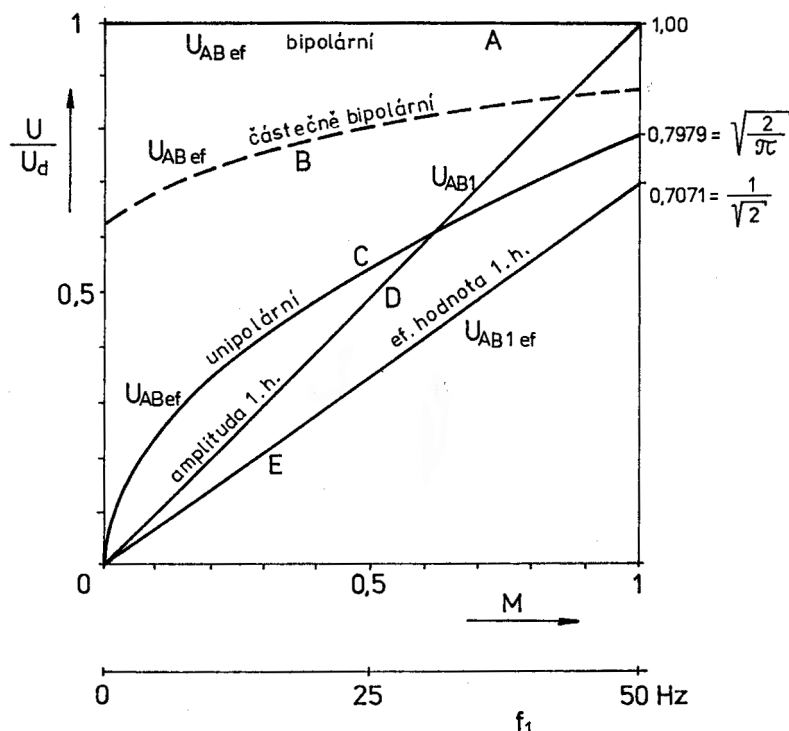
**Obr. 6:** K výpočtu efektivní hodnoty sdruženého napětí.

Z rovnice (36) plynou tyto závažné skutečnosti:

- Celková efektivní hodnota je *nezávislá* na velikosti vf. nosného kmitočtu  $f$ .
- Celková efektivní hodnota je *nezávislá* na algoritmu sinusové PWM v „mikroskopickém“ smyslu (tj. zda je PWM pravidelná, nepravidelná, kvazináhodná, synchronní, asynchronní atd.).
- Vířivé ztráty v železe motoru jsou sice *vyšší* oproti čistě sinusovému napájení, ale v žádném případě *nerostou* se zvyšujícím se vf. nosným kmitočtem  $f$ . To je přímý logický důsledek prvního bodu! Je tím plně vysvětlena obecná experimentální



zkušenost posledních 5-ti let, kdy vlastnosti IGBT tranzistorů umožnily přesun nosného kmitočtu až na horní hranici akustického pásma (v současnosti běžně 15kHz).



**Obr. 7:** Závislost efektivní hodnoty sdruženého napětí na modulačním činiteli  $M$ . **A** - bipolární napětí, *Obr. 4 a*). **B** - částičně bipolární, *Obr. 4 b, c*). **C** - unipolární napětí, *Obr. 4 d*). **D** - amplituda 1. harmonické. **E** - efektivní hodnota 1. harmonické.

### Výpočet přepínacích ztrát v tranzistoru střídače

Definujme činitel proudového využití tranzistoru jako poměr amplitudy fázového proudu  $I_{A1}$  a typového proudu  $I_C$  tranzistoru, *Obr. 1*:

$$K = \frac{I_{A1}}{I_C} \quad K \in \langle 0 ; 1 \rangle \quad (37)$$

Změřenou závislost ztrátové přepínací energie na proudu, viz *Obr. 8*, aproximujme například *lineární* nebo *kvadratickou* funkcí:

$$W_{pr} [i_{A1}(t)] = E_{max} K \sin \frac{2\pi}{T_1} t \quad \text{nebo} \quad W_{pr} [i_{A1}(t)] = E_{max} K^2 \sin^2 \frac{2\pi}{T_1} t \quad (38 \text{ a, b})$$

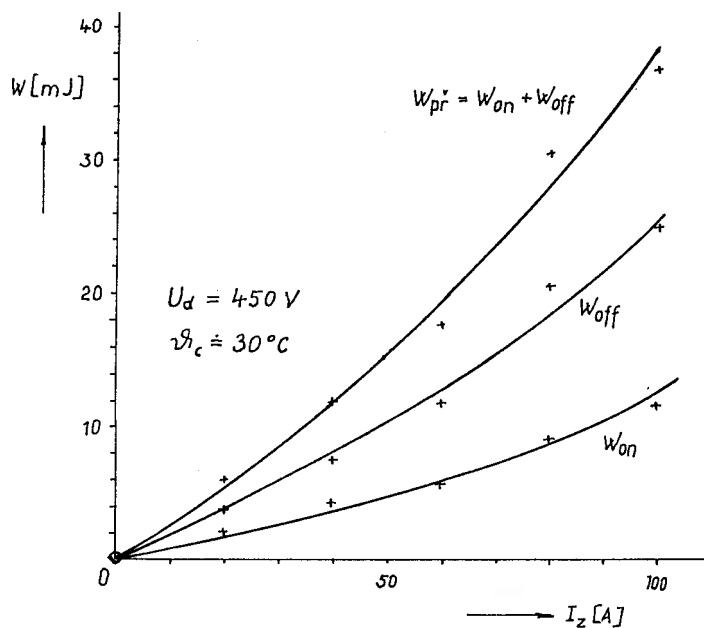
kde  $E_{max}$  je katalogová hodnota ztrátové energie při spínání nominálního proudu  $I_C$ . Nechť vf. nosný kmitočet je konstantní:

$$f(t) = f \quad (= \text{konst.}) \quad (39)$$

Pak z rovnic (25), (38), (39) vyplývá:

$$P_{pr} = \frac{1}{\pi} f E_{\max} K = 0,318 f E_{\max} K \quad \text{nebo} \quad P_{pr} = \frac{1}{4} f E_{\max} K^2 = 0,25 f E_{\max} K^2 \quad (40 \text{ a, b})$$

Vidíme, že ztrátový přepínací výkon, způsobený zpracováním *půlsinusoidy* fázového proudu, je asi třetinový až čtvrtinový oproti případu, kdy by tranzistor zpracovával trvalý stejnosměrný proud o velikosti rovné amplitudě oné půlsinusoidy.



**Obr. 8:** Změřená závislost ztrátové energie na spínaném proudu. Příklad pro IGBT 1000V, 100A, Toshiba, MG 100 N2Y S1.

Soubor rovnic (1), (32), (33), a (40) je tedy velmi významný pro přesné určení celkových ztrát v trojfázovém střídači. Ztráty střídače (tj.  $6T + 6D_0$ ) mohou být určeny s přesností až  $\pm 5\%$  (ze ztrát) v libovolném režimu pohonu. Tj. při libovolné otáčivé rychlosti (dané napětím, tedy modulačním činitelem  $M$ ) a při libovolném momentu (daném proudem, tedy činitelem proudového využití  $K$ ).

## 6. ZTRÁTY V ŽELEZE ASYNCHRONNÍHO MOTORU

V průběhu 90. let vzrostl vf. nosný kmitočet přibližně z hodnot 2 až 4 kHz na hodnoty 8 až 16 kHz. Bylo to umožněno neustálým zlepšováním dynamických parametrů IGBT. Růst kmitočtu je podmíněn technickými důvody (menší zvlnění

proudu - nižší momentové pulsace na hřídeli stroje), ale i fyziologickými (lidské ucho je nejcitlivější v oblasti 4 kHz).

Obava z růstu přídavných vířivých a hysterezních ztrát v železe stroje s růstem nosného kmitočtu se v praxi *naprosto nepotvrdila*. Stroje jsou samozřejmě mírně teplejší oproti čistě harmonickému napájení, ale *oteplení je téměř konstantní*, nezávislé na velikosti nosného kmitočtu.

Tento zcela *jednoznačný* experimentální poznatek z praxe je zdánlivě v naprostém rozporu s běžnou teorií ztrát (viz známá „věta“: *vířivé ztráty rostou se druhou mocninou kmitočtu, hysterezní s první mocninou*). Zmatek mezi technickou veřejností je umocněn velmi obtížným měřením ztrát v motoru při PWM napájení: změřit vysokofrekvenční impulsní příkon na svorkách stroje s průkaznou přesností je na hranici možností současné techniky. Navíc je ve stroji velké množství dalších ztrát (např. dielektrické, které určitě s vf. kmitočtem rostou), jejichž přítomnost může zamaskovat kmitočtovou závislost ztrát v železe.

Cílem práce v této oblasti bylo:

- Teoreticky zdůvodnit proč přídavné vířivé a přídavné hysterezní ztráty nerostou s vf. nosným kmitočtem.
- Vyvinout tak přesné metody měření příkonu na svorkách stroje, aby bylo možno teoretické výsledky potvrdit experimentálně (jedná se o rozlišení řádově jednotek wattů ze stovek wattů).

Teoretické výsledky lze shrnout do těchto bodů:

- *Vířivé ztráty* jsou konstantní a nezávislé na velikosti vf. nosného kmitočtu. Důkaz plyne přímo z diskuse rovnice (36). Je-li totiž kmitočtově nezávislá efektivní hodnota napětí a víme, že toto napětí je přiloženo na náhradní vířivý odpor, pak i činný výkon na tomto odporu je konstantní, kmitočtově nezávislý.
- *Vířivé ztráty* dokonce od určitého mezního kmitočtu klesají se strmostí  $-20\text{dB/dek}$ , pokud uvažujeme v náhradním schématu i *vířivou rozptylovou indikčnost*. Experimentálně byl jev plně potvrzen. U zkoumaných vzorků trafoplechů byl impulsní metodou naměřen mezní kmitočet kolem 50kHz.
- *Přídavné hysterezní ztráty* klesají nepřímo úměrně s první mocninou vf. nosného kmitočtu  $f$ . Sice platí  $\Delta P_H \approx f \Delta S_H$ , kde  $\Delta S_H$  je plocha malé „diferenciální“ hysterezní smyčky superponované na obvod hlavní smyčky, ale v práci je ukázáno, že plocha  $\Delta S_H$  klesá se čtvercem  $f^2$ . Tedy musí platit  $\Delta P_H \approx k/f$  (hyperbola).
- Všechny tyto úvahy *naprosto nejsou v rozporu* s výše uvedenou známou „větou“. Ta je totiž neúplná: je nutno dodat, že platí pouze při podmínce udržení *konstantní* amplitudy mg. toku při změně kmitočtu. A to je splněno pouze pro 1.

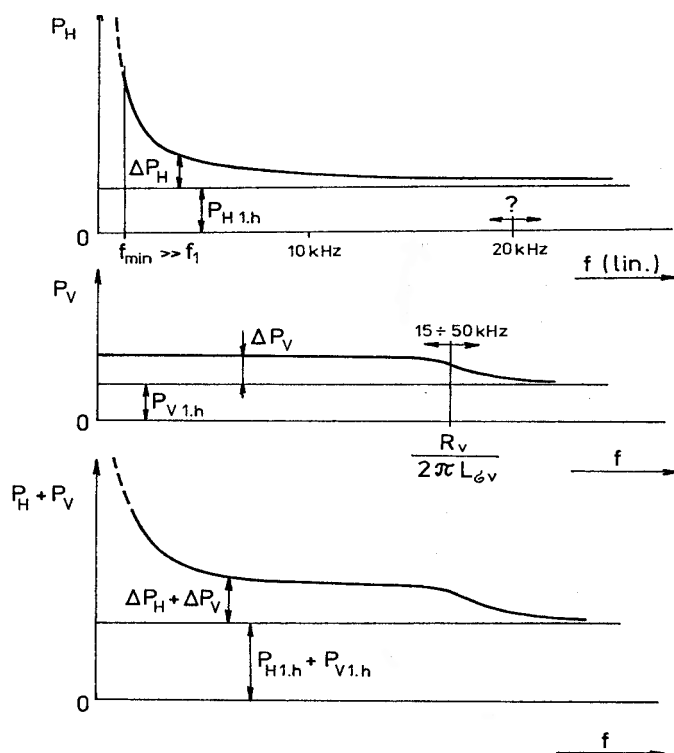
harmonickou (motor je z měniče napájen tak, aby to byla pravda). Pro vf. nosný kmitočet tato podmínka splněna naprosto *není*, proto „věta“ *neplatí*.

Teoretická závislost celkových ztrát v železe je graficky ztvárněna na *Obr. 9*, teoretické výsledky lze porovnat s experimentem na *Obr. 10*.

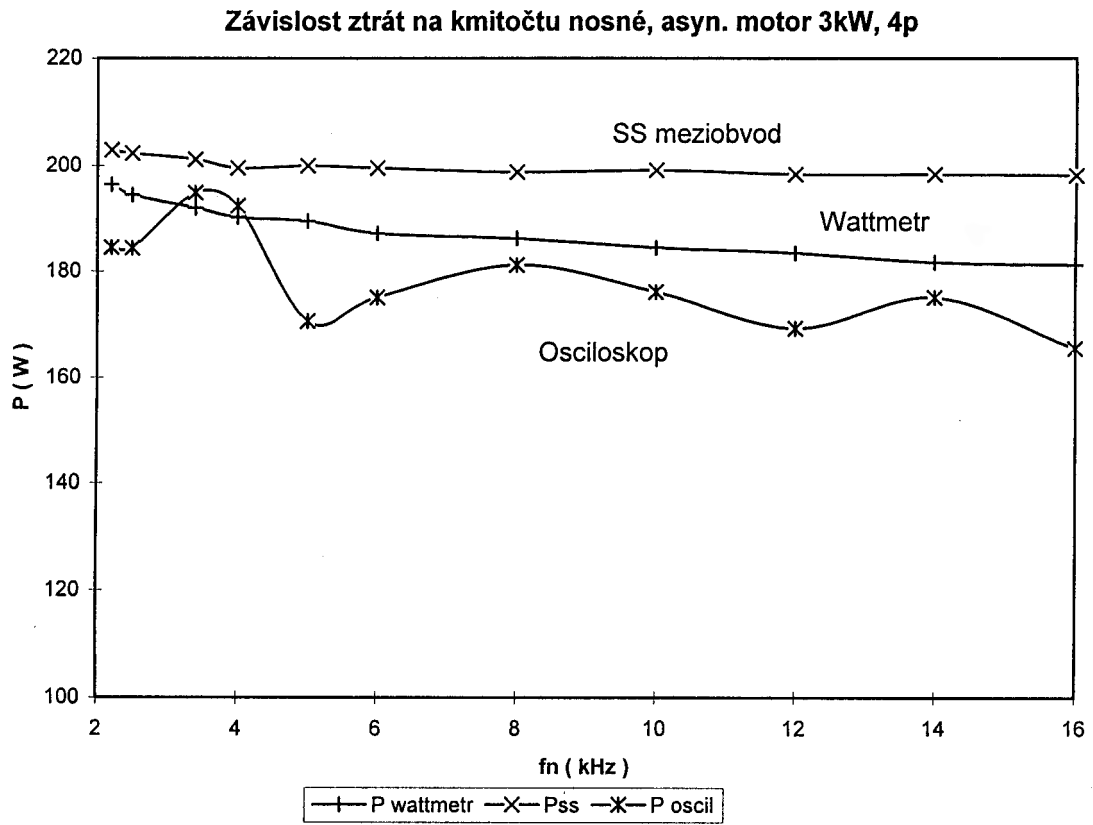
Metody měření činného výkonu na svorkách stroje:

- Digitální osciloskop HP 54 645A. Dvoukanálový záznam fázového napětí a fázového proudu. Osciloskop umožňuje záznam  $10^6$  (!) vzorků na jednorázový přeběh (vzorkovací rychlost 200 MS/s). Zpracování dat v PC, výpočet činného výkonu.
- Měření činného výkonu ve ss. meziobvodu střídače + teoretický výpočet ztrát střídače podle uvedeného *matematického aparátu*. Činný výkon na svorkách motoru je pak dán ss. výkonem sníženým o vypočtené ztráty. Tento postup je z principu *kmitočtově nezávislý* a ukázal se i *nejpřesnější*.
- Pro kontrolu byl příkon stroje měřen i kvalitními zrcátkovými wattmetry. Metoda není až tak nepřesná s ohledem na relativní spektrální čistotu fázového proudu (téměř čistá sinusoida).

Vzájemné porovnání jednotlivých experimentálních metod je patrné z *Obr. 10*.



**Obr. 9:** Teoretická závislost celkových ztrát v železe na vf. nosném kmitočtu.



**Obr. 10:** Změřená závislost celkových ztrát v železe na vf. nosném kmitočtu.

## 7. ZÁVĚR

Celá práce se zabývá perspektivní problematikou střídavých pohonů, tvořených tranzistorovým střídačem napěťového typu a asynchronním strojem, případně synchronním motorem s PM na rotoru.

Tranzistory IGBT střídače pracují v režimu sinusové PWM. Vř. nosný kmitočet se všichni výrobci pohonů v současnosti snaží posunout, pokud možno, až do nadakustické oblasti. S tím vyvstává jednak otázka velikosti přepínacích ztrát v tranzistorech, jednak otázka velikosti přídavných elektromagnetických ztrát v železe motoru.

Další samostatnou otázkou je určení ztrát tranzistoru a nulové diody střídače, způsobených vedením proudu. Pracuje-li střídač v režimu sinusové PWM, pak je tato úloha natolik matematicky komplikovaná, že není v literatuře řešena (neuvažujeme-li intuitivní nepřesné odhady).

Výsledky práce lze shrnout do následujících bodů :

- Vytvoření matematického nástroje pro analýzu tzv. unipolárních PWM signálů.
- Využití nástroje ke stanovení střední a efektivní hodnoty proudu tranzistoru a nulové diody střídače. To umožní přesný výpočet ztrát obou prvků, způsobených vedením proudu.
- Využití nástroje k přesnému určení přepínacích ztrát tranzistoru.
- Využití nástroje k výpočtu celkové efektivní hodnoty sdruženého napětí střídače. Důkaz, že efektivní hodnota je nezávislá na velikosti vř. nosného kmitočtu sinusové PWM.
- Přesné určení výkonových poměrů ve střídači. Napěťové, proudové a výkonové dimenzování pohonu, tj. soustavy *střídač - motor*.
- Kvalitativní rozbor *přídavných* vířivých ztrát v železe motoru. Využití poznatku o nezávislosti celkové efektivní hodnoty sdruženého napětí na velikosti vř. nosného kmitočtu k důkazu, že i celkové vířivé ztráty jsou *nezávislé* na velikosti vř. nosného kmitočtu. Vlivem tzv. vířivé rozptylové indukčnosti tyto ztráty dokonce od určitého mezního kmitočtu *klesají*.
- Využití impulsní metody k měření vířivých ztrát. Experimentální ověření, že mezní kmitočet vířivých ztrát může ležet v oblasti přibližně 30 kHz až 50 kHz (podle kvality, tloušťky a tvaru železných plechů).
- Kvalitativní rozbor *přídavných* hysterezních ztrát v železe motoru, způsobených sinusovou PWM. Rozbor ukazuje, že tyto ztráty nepřímo úměrně, *hyperbolicky klesají* s rostoucím vř. nosným kmitočtem.
- Vytvoření modifikovaného náhradního zapojení asynchronního motoru, které je schopno respektovat vířivé ztráty v železe v širokém kmitočtovém rozsahu asi 3 Hz až 20 kHz.

## SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ

$A, B, C$	označení <i>větví</i> a <i>fázi</i> trojfázového střídače
$E_{max}$	ztrátová energie jednoho zapnutí a vypnutí tranzistoru při jmen. proudu
$f$	vf. nosný kmitočet pulsní šířkové modulace (PWM), $f = 1/T$
$f(t)$	okamžitý kmitočet impulsního signálu
$f_1$	nf. modulační kmitočet pulsní šířkové modulace (1. harmonická)
$i_A(t), i_B(t), i_C(t)$	výstupní fázové proudy trojfázového střídače
$I_{A1}$	amplituda 1. harmonické fázového proudu (ve fázi A)
$I_C$	jmenovitý, typový proud tranzistoru IGBT v sepnutém stavu
$I_{C\ stř}, I_{C\ ef}$	střední a efektivní hodnota kolektorového proudu tranzistoru
$I_{D0\ stř}, I_{D0\ ef}$	střední a efektivní hodnota proudu nulové diody střídače
$K$	činitel proudového využití tranzistoru
$M$	modulační činitel sinusové PWM
$P_{stř}$	střední výkon na sledovaném intervalu
$P_{\check{c}}$	činný výkon
$s, s(t)$	střída, okamžitá střída impulsního signálu
$t_i$	časová šířka impulsu
$T$	perioda vf. nosného signálu pulsní šířkové modulace
$T_1$	perioda nf. modulačního signálu (1. harmonická)
$U_d$	napětí ss. meziobvodu, mezilehlé napětí napěťového střídače
$U_{A1}, U_{B1}, U_{C1}$	amplituda 1. harmonické fázového napětí (ve fázi A, B, C)
$U_{AB1}$	amplituda 1. harm. sdruženého napětí (mezi větvemi A - B)
$U_{AB1\ ef}$	ef. hodnota 1. harm. sdruženého napětí (mezi větvemi A - B)
$U_{AB\ ef}$	celková efektivní hodnota sdruž. napětí (mezi větvemi A - B)
$u_{VA}(t), u_{VB}(t), u_{VC}(t)$	<i>větvová</i> napětí střídače
$u_{AB}(t), u_{BC}(t), u_{CA}(t)$	<i>sdružená</i> napětí střídače
$u_A(t), u_B(t), u_C(t)$	<i>fázová</i> napětí
$u_{iA}(t), u_{iB}(t), u_{iC}(t)$	<i>vnitřní (rotační) indukovaná</i> napětí stroje
$u_0(t)$	<i>vychylovací</i> napětí
$u'_{VA}(t), \dots$	nízkofrekvenční modulační obrazy <i>větvových</i> napětí
$u'_{AB}(t), \dots$	nízkofrekvenční modulační obrazy <i>sdružených</i> napětí
$u'_A(t), \dots$	nízkofrekvenční modulační obrazy <i>fázových</i> napětí
$u'_0(t)$	nízkofrekvenční modulační obraz <i>vychylovacího</i> napětí
$W_{on}, W_{off}$	ztrátové přepínací energie tranzistoru
$\Delta S$	plocha „diferenciální“ hysterezní smyčky
$\Delta t$	okamžitá perioda impulsního signálu
$\varphi$	fázový posuv mezi 1. harm. fáz. napětí a proudu
$\omega_1$	elektrický úhlový kmitočet 1. harmonické, $\omega_1 = 2\pi f_1$

## LITERATURA

- [1] Blaschke F. : Das Princip der Feldorientierung, die Grundlage für Transvektor-Regelung von Drehfeldmaschinen. Siemens-Zeitschrift 49 (1971), Heft 10, str. 757 - 760.
- [2] Patočka M. : Sinusová pulsní šířková modulace ve střídavých pohonech s trojfázovým motorem. Disertační práce, VUT FEI Brno, 1993.
- [3] Brodský B. : Jevy vznikající při napájení asynchronního motoru z frekvenčního měniče s napěťovým meziobvodem. Disertační práce, ČVUT FE Praha, 1996.
- [4] Valouch V., Škramlík J., Doležal I. : Napěťové a proudové poměry při napájení indukčního motoru z tranzistorového PWM střídače. Sborník celostátní konference EPVE'95, VUT FEI Brno, UPVE, 1995, str. 7 - 15.
- [5] Kůs V. : Příspěvek k problematice vzniku přepětí na motorech napájených z měniče kmitočtu s napěťovým střídačem. Sborník celostátní konference EPVE'95, VUT FEI Brno, UPVE, 1995, str. 36 - 41.
- [6] Patel H. S., Hoft R.G. : Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters - Part 1. IEEE trans. on industry applications, vol. IA-9, No. 3, May/June 1973, str. 310 - 317. Part 2. IEEE trans. on industry applications, vol. IA-10, No. 5, Sept./Oct. 1974, str. 666 - 673.
- [7] Patočka M. : Sjednocující pohled na různé způsoby vytváření sinusové PWM ve střídavých pohonech - I. část. AUTOMATIZACE, 1994, č. 10, str. 292 - 295; II. část, 1994, č. 11, str. 322 - 324.
- [8] Patočka M. : Určení středního přepínacího kmitočtu spínače v měniči střídavého servopohonu s asynchronním trojfázovým motorem. Technika elektrických strojů (TES), teoretické číslo 1987, VÚES Brno, str. 93 - 103.
- [9] Patočka M. : Požadavky na výkonové spínací tranzistory v měničích kmitočtu pro střídavé regulační pohony. ELEKTROTECHNIK, 1986, č. 11, str. 325 - 329.
- [10] Patočka M. : Matematická analýza signálů sinusové PWM. Sborník XXIV. celostátní konference elektrických pohonů, Plzeň, 13. - 15. 6. 1995, str. 233 - 238.
- [11] Patočka M. : Ztráty v železe asynchronního motoru a sinusová PWM v nadakustické oblasti. Sborník mezinár. věd. konf., sekce 23, TU - VŠB Ostrava, 12. - 15. 9. 1995, str. 167 - 172.
- [12] Valsa J., Patočka M. Petrů F. : Jednoduchý matematický model výkonového spínacího tranzistoru. ELEKTROTECHNICKÝ OBZOR, 1988, č. 4, str. 215 - 223.
- [13] Patočka M. : Mathematical Model of the Switching-on and -off Processes in the Power Transistor IGBT. Sborník celostát. konf. s mezinár. účastí Electronic Devices and Systems 1994, Vol. II, VUT FEI Brno, 22. 11. 1994, str. 21 - 24.
- [15] Patočka M. : Asynchronní dynamometr s elektronickou rekuperací energie do sítě. Sborník 16. mezinárodního symposia SYMEP'96, VUT FEI Brno, UPVE, 10. - 12. 9. 1996, str. 81 - 85.
- [16] Patočka M. : Mathematical Tool for the Analysis of the Unipolar PWM signals. Its Use in AC Drives. PEMC'98, Prague, Czech Rep., 8 - 10 Sept. 1998, Proc. of



„8<sup>th</sup> International Power Electronics & Motion Control Conference“, Vol. 6, pp. 13 - 17, ISBN 80-01-01832-6.

[17] Patočka M. : The Mathematical Analysis of the Sinusoidal PWM Signals. EPNC'98, Liège, Belgium, 22 - 24 Sept. 1998, Proc. of „XV Symp. Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits“, pp. 204 - 207, ISBN 83-906074-3-3.

[18] Patočka M. : The Speed Criterion of the Power Switching Bipolar Transistors. EDS'98, TU Brno, Czech Rep., 11 - 12 June 1998, Proc. of „5<sup>th</sup> Electronic Devices and Systems Conference 1998“, pp. 43 - 46, ISBN 80-214-1198-8.

[19] Patočka M. : The Calculation of the Power Losses in 3-phase Inverter. SME'98, Proc. of „34<sup>th</sup> International Symposium on Electrical Machines“, Lodž, Poland, 15 - 18 June 1998.

[20] Patočka M. : The Mathematical Analysis of the Unipolar PWM Signals in the AC Drives. SPEEDAM, Sorrento (TU of Napoli), Italy, 3 - 5 June 1998. Proc. of „Symposium on Power Electronics Electrical Drives Advanced Machines Power Quality“, Vol. P2, pp. 45 - 50.

[21] Feiler Z., Kreysa K., Patočka M. : Using Digital Signal Processor for Vector Control of Asynchronous Motor. PEMC'98, Prague, Czech Rep., 8 - 10 Sept. 1998, Proc. of „8<sup>th</sup> International Power Electronics & Motion Control Conference“, Vol. 4, pp. 40 - 44, ISBN 80-01-01832-6.

[22] Feiler Z., Kreysa K., Patočka M. : An Asynchronous Motor Controlled by a Digital Signal Processor. SME'98, Proc. of „34<sup>th</sup> International Symposium on Electrical Machines“, Lodž, Poland, 15 - 18 June 1998.

[23] Feiler Z., Kreysa K., Patočka M. : Digital Signal Processor Application for Vector Control of Asynchronous Motor. SPEEDAM, Sorrento (TU Napoli), Italy, 3 - 5 June 1998. Proc. of „Symposium on Power Electronics Electrical Drives Advanced Machines Power Quality“, Vol. P3, pp. 7 - 12.

[24] Valsa J., Patočka M. : Computer Simulation of Power Electronic Converters with Ideal Switches. Proc. Int. Conference EDPE'96, Oct. 1 -3, 1996, High Tatras, Slovakia, p. 398 - 402.

[25] Patočka, M. : Mathematical Model of the Switching-on-and-off Processes in the Power Transistor IGBT. Celostátní konf. s mezinárodní účastí "Electronic Devices and Systems 1994", VUT FEI Brno, 22.11.1994, sborník Volume II, str. 21 - 24.

## ABSTRACT

The work deals with the very perspective array of the brushless AC drives. Those drives consist of the voltage type transistor converter and an induction machine or a synchronous motor with PM at a rotor.

IGBT transistors of the converter work at a sinusoidal PWM regime. All the drive producers attempt to increase HF carry frequency (switching frequency) of the PWM to the over-acoustic band. With those attempts arise the questions about the switching losses of the IGBT, and about the *additional* electromagnetic losses in the machine iron caused by the HF carry frequency.

The next separate question is to determine and to calculate the transistor and diode power losses caused by conducting of the load current. If the converter operates in the sinusoidal PWM regime then the mathematical solving is very difficult.

It is possible to summarise the results of the work in next arrays:

- The creating of the mathematical tool for the *unipolar* PWM signals analysis.
- The application of the tool for calculating of the mean and RMS value of the transistor and diode current. It gives the possibility to determine the conducting losses of the converter.
- The using of the tool for calculating of the transistor switching losses.
- The using of the tool for calculation the whole RMS value of the output line-to-line converter voltage. It gives the evidence that the whole RMS value is independent of HF carry frequency value.
- The precise determining of the power- current- and voltage-relations in the drive, i. e. in the *converter-motor* system.
- The quality analysis of the *additional* eddy losses in the motor iron. Those losses are independent of the HF carry frequency value. The knowledge results directly from the independence of the whole RMS value to the value of the HF carry frequency.
- The using of the impulse method for the measurement of the *additional* eddy losses. It is experimentally verified that the losses are independent of the HF carry frequency but even decrease from the critical frequency (about 50 kHz). This decreasing is caused by the *leakage eddy inductance*.
- The quality analysis of the *additional* hysteresis losses in the motor iron caused by the PWM. The analysis shows that these losses hyperbolically decrease with the increasing HF carry frequency.
- The creating of the modified substitution diagram of the induction machine with respect to the eddy losses in wide frequency band from 0 Hz to about 20 kHz.