
ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektroenergetiky

**Energetická rušení v distribučních
a průmyslových sítích**

úvod do problematiky

1999

Katedra elektroenergetiky -JT

1. ÚVOD

V okamžiku kdy, vyrobená elektrická energie začala sloužit nejen pro vlastní spotřebu výrobce, ale i pro další odběratele a stala se tak zbožím, bylo nutné stanovit měřítko pro posuzování její kvality. Zpočátku se za kvalitní elektrickou energii považovala ta, která měla stabilní napětí a kmitočet. Postupný rozvoj techniky a zejména snaha o zvyšování hospodárnosti ve využívání elektrické energie vedla a stále vede spotřebitele k častějšímu nasazování úsporných zařízení a přístrojů. Většina z nich však má nelineární nebo proměnlivé provozní charakteristiky.

Tímto vývojem jsou pak podmíněny stále více se uplatňující zpětné vlivy na distribuční síť, které mohou za určitých podmínek vést k rušivému ovlivnění jiných přístrojů a zařízení. Z hlediska fyzikálního charakteru lze rušení začlenit do kmitočtových pásem (energetická, akustická, radiová rušení a mezipásma akustického a radiového rušení). Pásmo energetického rušení lze dále rozdělit na oblast subharmonickou a hyperharmonickou.

Tato příručka se zabývá pásmem energetického rušení a to z hlediska vyšších harmonických, mezilehlých harmonických, kolísání napětí, flickeru a nesymetrie napětí.

K posuzování rušivých vlivů je nutné stanovit, do jaké míry smí být zařízení zdrojem rušení pronikajícího do distribuční sítě a okolí, a zároveň jakému rušení musí zařízení odolávat. Odolnost zařízení proti takovému rušení musí být prvořadým zájmem výrobců i uživatelů těchto zařízení. Přijetím určitých opatření lze omezit vliv elektromagnetického rušení na řídicí, monitorovací, přenosová a další elektronická zařízení. To je předmětem oboru zvaného elektromagnetická kompatibilita neboli elektromagnetická slučitelnost, označovaného zkratkou EMC. Dodržování směrnic pro EMC je již uzákoněno v zemích Evropského společenství (ES), a je proto naprostou nutností, aby tyto směrnice dodržovaly i ostatní země, které jsou s ES v obchodním styku, nebo dokonce propojeny v energetické soustavě UCPTE, zejména mají-li za cíl stát se členy ES.

2. ENERGETICKÁ RUŠENÍ

2.1. Elektromagnetická kompatibilita (EMC)

Elektromagnetická kompatibilita: EMC (zkratka): Schopnost zařízení nebo systému vyhovujícím způsobem fungovat ve svém elektromagnetickém prostředí bez vytváření nepřijatelného elektromagnetického rušení čehokoliv v tomto prostředí.

(Převzato z normy ČSN IEC 1000-2-1)

Z definice elektromagnetické kompatibilní úrovně můžeme stanovit vztažnou hodnotu, sloužící ke koordinování a určování úrovní rušení v síti a úrovní odolnosti různých typů zařízení. Pro praktické účely si určíme „mez rušení“, jako největší úroveň rušení vyskytující se s určitou pravděpodobností v elektromagnetickém prostředí přístroje, zařízení, nebo sítě. Je to hodnota, ke které se mají vztahovat ostatní úrovně rušení tak, aby bylo zamezeno vzniku interferencí. V některých případech je úroveň rušení výsledkem superpozice od více různých zdrojů (např. harmonické), v jiných je naopak produkována pouze jediným zdrojem (např. neopakující se pokles napětí). Na tomto místě je nutné říci, že všeobecná úroveň rušení není jediná hodnota, ale mění se s časem i polohou. V praxi je nutné uvažovat statistické rozložení rušení. Maximální úroveň rušení může být určena z hodnot získaných síťovým měřením nebo případně z teoretické studie.

Díky proměnlivosti je často velice obtížné nebo dokonce nemožné určení skutečné nejvyšší hodnoty úrovně rušení, která se může vyskytnout jen velice zřídka. Bylo by také neekonomické definovat kompatibilní úroveň jako nejvyšší hodnotu, které valná většina zařízení nebude vystavena po většinu času provozu.

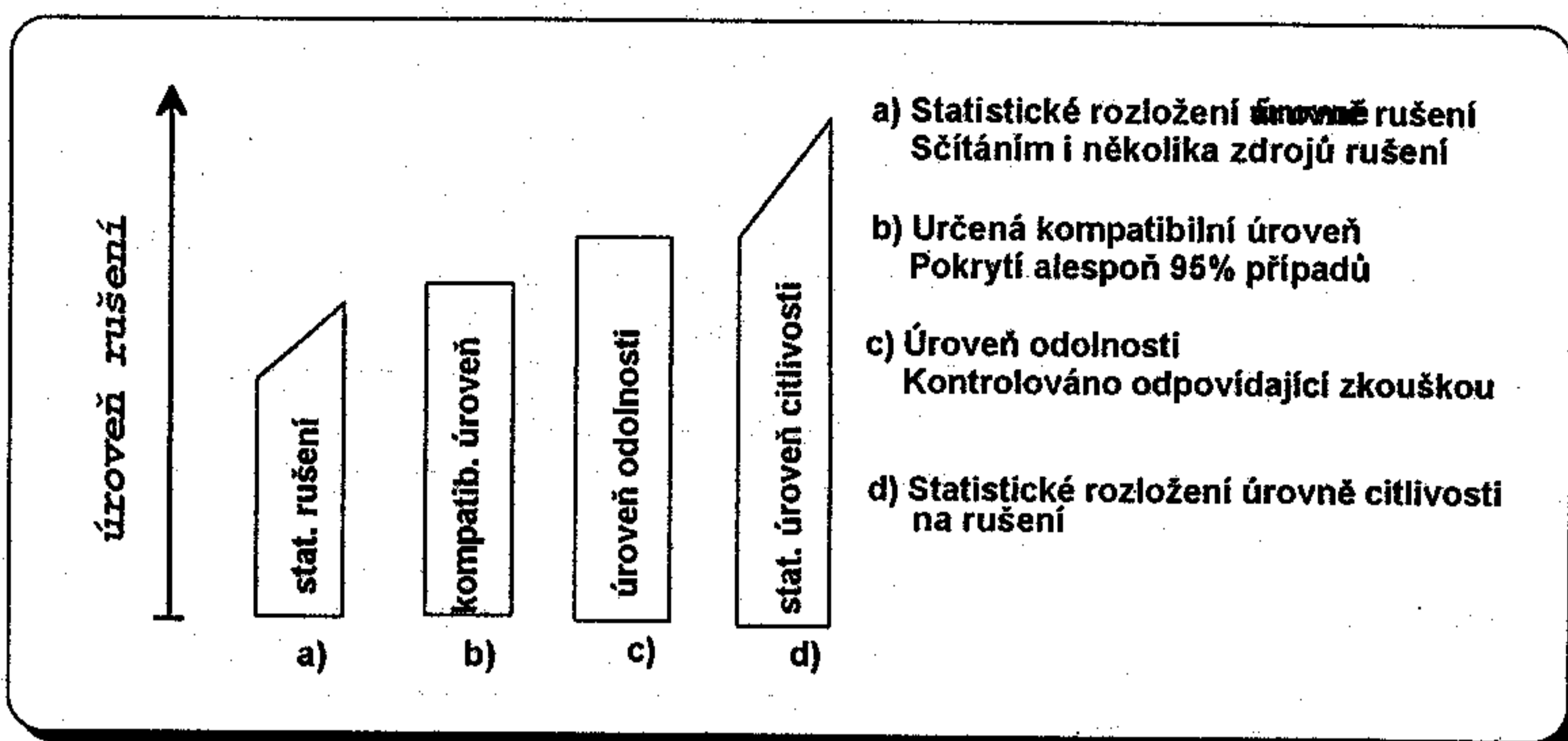
Jako optimální se jeví zvolení takové velikosti kompatibilní úrovně, která by byla překročena jen v malém nebo velmi malém počtu případů - záměrem kompatibilních úrovní je pokrýt alespoň 95% případů.

Přístroje a zařízení by měly mít úroveň odolnosti nejméně rovnu, lépe však větší, než je kompatibilní úroveň. Velikost této úrovně se má kontrolovat při odpovídající zkoušce. Za určení této hodnoty a postupu zkoušky odpovídá příslušný technický výbor (nebo je předmětem dohody mezi zainteresovanými partnery).

Při stanovování citlivosti na vlivy rušení by měl výrobce brát v úvahu určené meze odolnosti a provozní podmínky, ve kterých má zařízení pracovat.

Kompatibilní úroveň je uvažována jako referenční hodnota, která by měla sloužit k bezproblémové funkci veřejné rozvodné sítě, na níž jsou připojeni jednotliví nezávislí odběratelé.

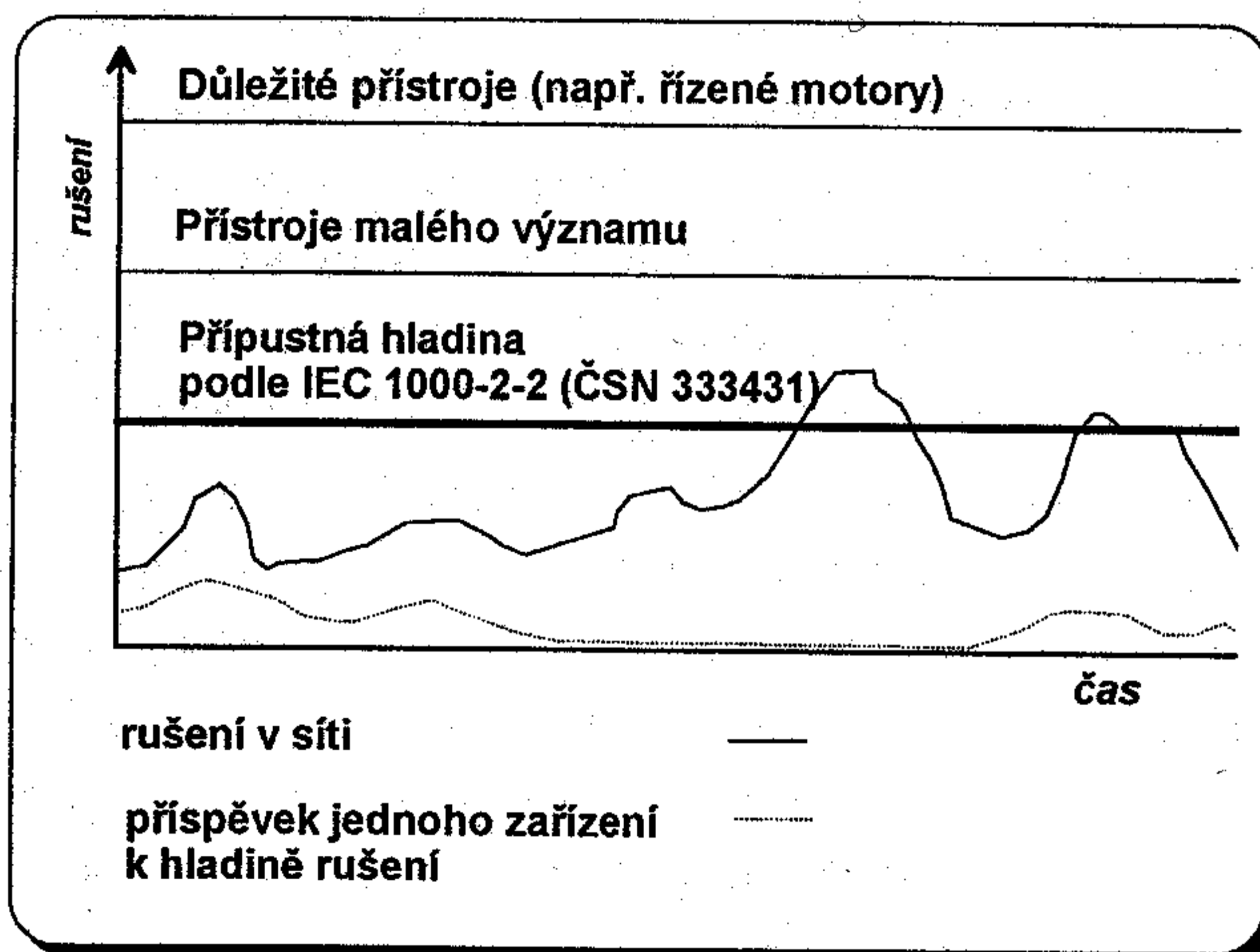
Vztah mezi jednotlivými úrovněmi rušení při respektování statistických rysů je znázorněn na obr 2.1.



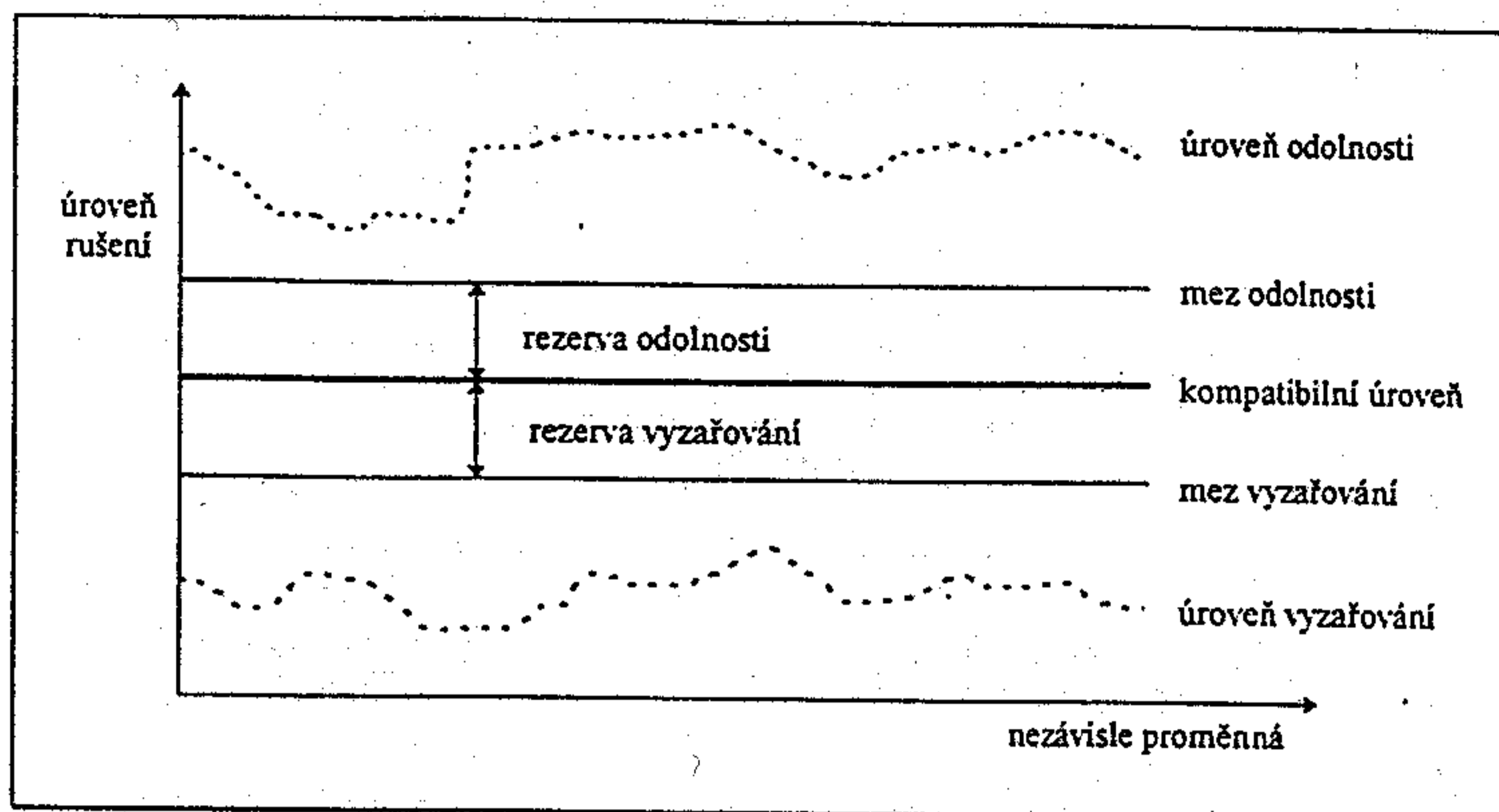
obr. 2.1.

2.2. Rušivé účinky:

Veličinu, která může nežádoucím způsobem ovlivnit elektrické zařízení nazýváme, rušivá veličina. Pomocí rušivé veličiny definujeme přípustnou hladinu, kompatibilní úroveň. Je to stanovená velikost rušivé veličiny, která je v dlouhodobém měřítku jen po krátkou dobu překročena (vyskytujícími se rušivými veličinami), při které je zachována elektromagnetická kompatibilita všech zařízení v systému. Přípustná hladina je výchozí hodnotou pro určení mezní velikosti odolnosti proti rušení a meze vyzařování (hodnoty vysílaného rušení) viz. obr.2.2. a schéma elektromagnetického prostředí na obr. 2.3.



obr. 2.2.



obr.2.3

2.2.1. Optimalizace elektromagnetického prostředí :

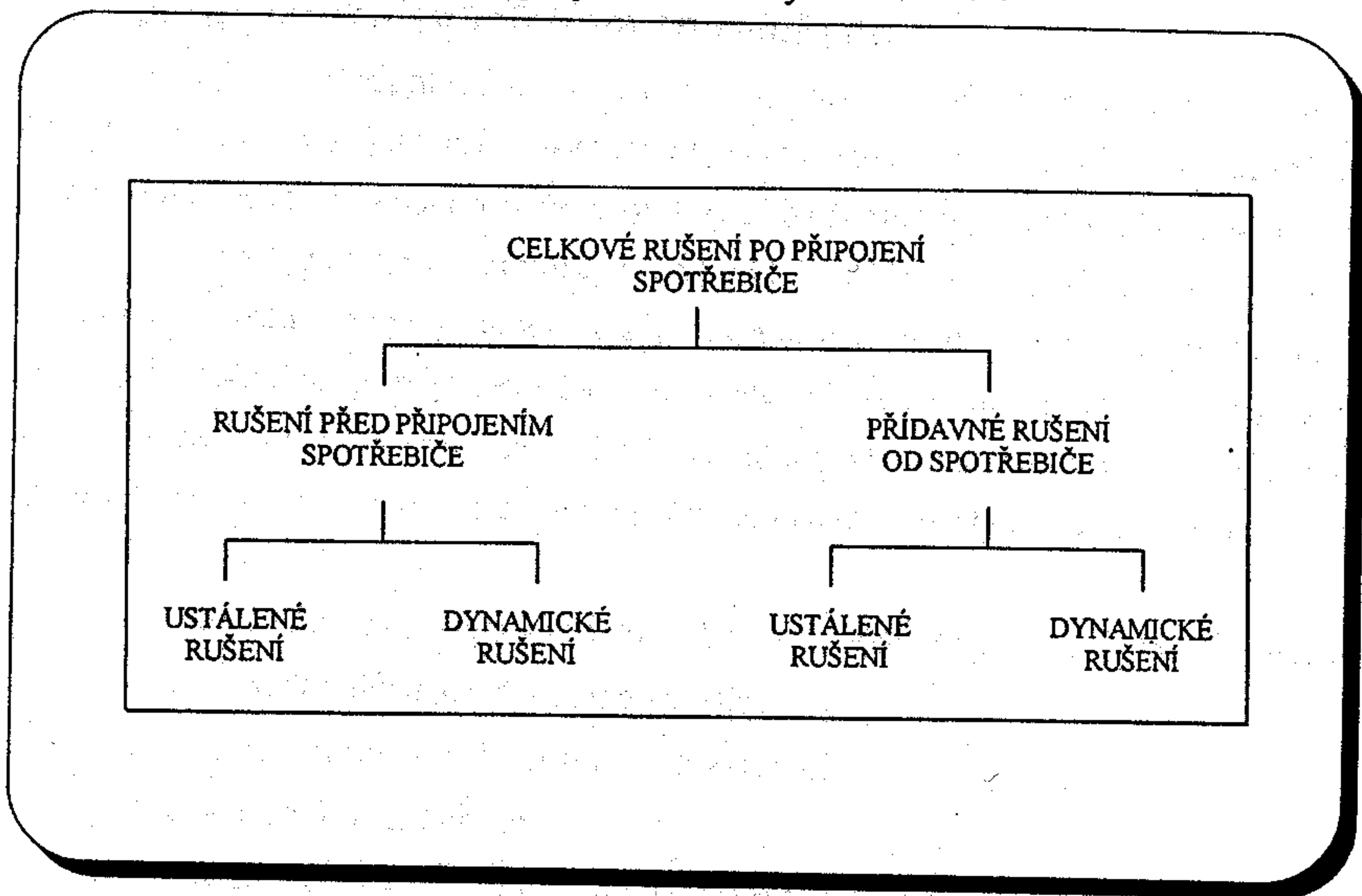
Rozdělením kompatibilních úrovní do tříd se optimalizuje návrh elektromagnetického prostředí. Předem se tak vyloučí zbytečné a nákladné předimenzování systému, nebo v opačném případě poškození citlivého zařízení. Typické prostředí vyzádující klasifikaci jsou rozvody v průmyslových závodech., kde obecné rozdělení kompatibilních úrovní do tříd podle typu rušení řeší ČSN EN 61000-2-4.

Třída I: Tato třída se týká chráněných napájení a má kompatibilní úrovně nižší než úrovně pro veřejné rozvodné sítě. To se týká zařízení velmi citlivého na rušení v rozvodné síti, například přístrojového vybavení technologických laboratoří, některých automatizačních a ochranných zařízení, některých počítačů apod.

Třída II: Tato třída se týká soustav se společným napájecím bodem (PCC-point of common coupling) a s napájecím bodem uvnitř závodu (IPC in-plant point of coupling), všeobecně v průmyslovém prostředí. Kompatibilní úrovně této třídy jsou identické s úrovněmi pro veřejné rozvodné sítě, proto v této třídě průmyslového prostředí mohou být navrhovány prvky pro použití ve veřejných rozvodných sítích.

Třída III: Tato třída se týká jenom soustav s napájecím bodem uvnitř závodu (IPC) v průmyslovém prostředí. Tato třída má pro některé rušící jevy vyšší kompatibilní úrovně než třída II. Tato třída by se měla uvažovat, když je splněna jakákoliv z následujících podmínek: převážná část zatížení je napájena přes měniče, v provozu jsou svářecí agregáty, často jsou rozebíhány velké motory, velmi rychle se mění zatížení.

V elektroenergetickém systému je elektromagnetická kompatibilita bezprostředně spojena s energetickým rušením. Celkové rušení lze definovat jako souhrn několika veličin závislých na čase, prostoru i závislých vzájemně. V okamžiku připojení spotřebiče dochází k větším, či menším změnám poměrů v síti a i míra rušení se změní o přídavné rušení od spotřebiče. Schéma superpozice rušení je na obr. 2.4.



obr.2.4

3. VYŠŠÍ HARMONICKÉ

3.1. Všeobecný popis

V distribučních a průmyslových sítích se vyskytují napětí, která nemají čistě sinusový průběh základního kmitočtu 50 Hz, ale obsahují i jeho celé násobky (vyšší harmonické). Největšími zdroji vyšších harmonických napětí jsou zařízení s nesinusovými proudy. Tato zařízení můžeme rozdělit do dvou skupin:

1. elektrická zařízení u kterých vyvolávají nesinusové proudy prvky výkonové elektroniky (usměrňovače, pohony s frekvenčními měniči, pulsní zdroje, stmívače atd.)

2. elektrická zařízení, která sama vykazují nelineární voltampérové charakteristiky (středofrekvenční a obloukové pece, plynové výbojky, zářivky, indukčnosti, malé transformátory atd.)

3.2. Teorie vzniku vyšších harmonických

Vydeme-li z předpokladu, že zdroje soustavy dodávají pouze sinusové napětí základního kmitočtu, pak pro udržení napěťové rovnováhy mezi sítí a jedním z výše uvedených spotřebičů musí protékat proud vyšší harmonické takovou částí obvodu, aby na jeho indukčnostech resp. odporech vybudil rozdílová napětí (o kmitočtu vyšší harmonické). Takto vzniklá napětí se superponují na sinusové napětí síťového kmitočtu a jsou pak měřitelná na všech odběrových místech a způsobují přídavné namáhání jiných zařízení připojených do téže sítě. Překročení napětí, vyšší harmonické, přes hodnotu odolnosti proti rušení, se u připojeného zařízení, projeví následujícími způsoby:

1. zkrácením životnosti a tím způsobenými předčasnými výpadky kondenzátorů a motorů v důsledku tepelného přetížení
2. poruchami funkce elektronických zařízení
3. chybnou funkcí ochran
4. nesprávnou funkcí přijímačů HDO (nespínání, nebo nadbytečné spínání)
5. proudy vyšších harmonických nepříznivě ovlivňují zhášení oblouků zemních spojení

Z těchto důvodů je provozovatel distribuční sítě nucen dbát, aby napětí vyšších harmonických nepřevyšovala určené meze.

Zcela nepřipustné je připojení zařízení způsobující stejnosměrný proud v distribuční síti nn (např. usměrňovač s vyvedeným středem připojený přímo bez předřazeného transformátoru), který by mohl způsobit korozi v PEN-vodiči.

Při hlubším pohledu zjistíme, že pro vyšší harmonické proudy se uplatňují zákony elektrodynamiky (skinefekt, blízkostní jevy). Činné odpory vodičů i vinutí strojů vzrůstají, tím rostou i jejich činné ztráty. Například i velice malý proud 11. harmonické může být příčinou značných činných ztrát, jelikož protéká velkým odporem ($P_z = R \cdot I^2$). Odpor roste rychleji u vícevrstvých vinutí (např. u transformátorů). Vodiče a vinutí strojů navržených na 50 Hz, většinou nevyhoví z hlediska ztrát od vyšších harmonických proudů. Vyskytují-li se v systému proudy vyšších harmonických, vznikají přídavné činné ztráty v asynchronních motorech, transformátorech i na vedeních, proto se je snažíme uzavřít dokrátka, co možná nejbliže jejich zdrojů.

3.2.1. Vztahy pro nesinusové proudy a napětí

Nesinusové průběhy proudu a napětí se rozkládají na řadu sinusových průběhů (vyšších harmonických) pomocí Fourierova teoremu.

předpokládejme proud a napětí ve tvaru:

$$u(t) = U_0 + \sum_{n=1}^q U_{nm} \sin(n\omega t + \varphi_{U,n}) \quad (3.1)$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^q I_{nm} \sin(n\omega t + \varphi_{I,n}) \quad (3.2)$$

Efektivní hodnota napětí je:

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[\sum_{n=1}^q U_{nm} \sin(n\omega t + \varphi_{U,n}) \right]^2 dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^q U_n^2} \quad (3.3)$$

kde U_n pro $n=1, 2, 3, \dots$ jsou efektivní hodnoty napětí jednotlivých harmonických.

Analogicky můžeme psát pro efektivní hodnotu proudu:

$$I = \sqrt{\sum_{n=1}^q I_n^2} \quad (3.4)$$

pro $n=1, 2, 3, \dots$

K posouzení deformace křivky a z ní vyplývající množství vyšších harmonických, zavádíme za předpokladu že dosadíme za horní mez $q = \infty$ následující vztahy:

obsah základní harmonické proudu

$$g = \frac{I_1}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} = \frac{I_1}{I} \quad (3.5)$$

obsah vyšších harmonických proudů:

$$k = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I} \quad (3.6)$$

Analogicky můžeme psát rovnice pro napětí.

K posouzení celkového zkreslení průběhu se v současné době v normách ČSN, EN a IEC používá koeficient zkreslení proudu k_{ZI} a koeficient zkreslení napětí k_{ZU} . Tyto výrazy jsou totožné s užívanou zkratkou THD (total harmonic distortion).

$$k_{ZI} = THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \cdot 100 \quad (3.6 a)$$

$$k_{ZU} = THD_u = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{U_1} \cdot 100 \quad (3.6 b)$$

Některé prameny uvádějí i zkratku TDD (total demand distortion), obvykle se uvádí v souvislosti pouze s proudem a je speciálním případem THD_i pro jmenovité proudy, případně maximální proudy.

3.2.3. Vztahy pro výkony nesinusových proudů a napětí

Obecně pro střední hodnotu činného výkonu střídavého proudu platí:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad (3.7)$$

Po dosazení za $u(t)$ a $i(t)$ a při použití ortogonality goniometrických funkcí pro činný výkon:

$$P = \sum_{n=0}^{\infty} U_n I_n \cos \varphi_n \quad \text{kde} \quad \varphi_n = \varphi_{U,n} - \varphi_{I,n} \quad (3.8)$$

tedy

$$P = \sum_{n=0}^{\infty} P_n = P_0 + P_1 + P_2 + \dots \quad (3.9)$$

Z poslední napsané rovnice vyplývá, že střední hodnota výkonu obecně střídavého proudu se rovná součtu středních hodnot výkonů jednotlivých harmonických. To znamená, že napětí a proud dvou různých kmitočtů nedávají trvale žádný výkon.

Střední hodnota jalového výkonu je definována analogicky jako součet středních hodnot jalových výkonů jednotlivých harmonických:

$$Q = \sum_{n=0}^{\infty} Q_n = \sum_{n=0}^{\infty} U_n I_n \sin \varphi_n \quad (3.10)$$

Střední hodnota zdánlivého výkonu je definována jako součin efektivních hodnot proudu a napětí:

$$S = U \cdot I = \sqrt{\left(\sum_{n=0}^{\infty} U_n^2 \sum_{n=0}^{\infty} I_n^2 \right)} \quad (3.11)$$

Poměr činného a zdánlivého výkonu označujeme jako činitel výkonu, případně jako opravdový účinník:

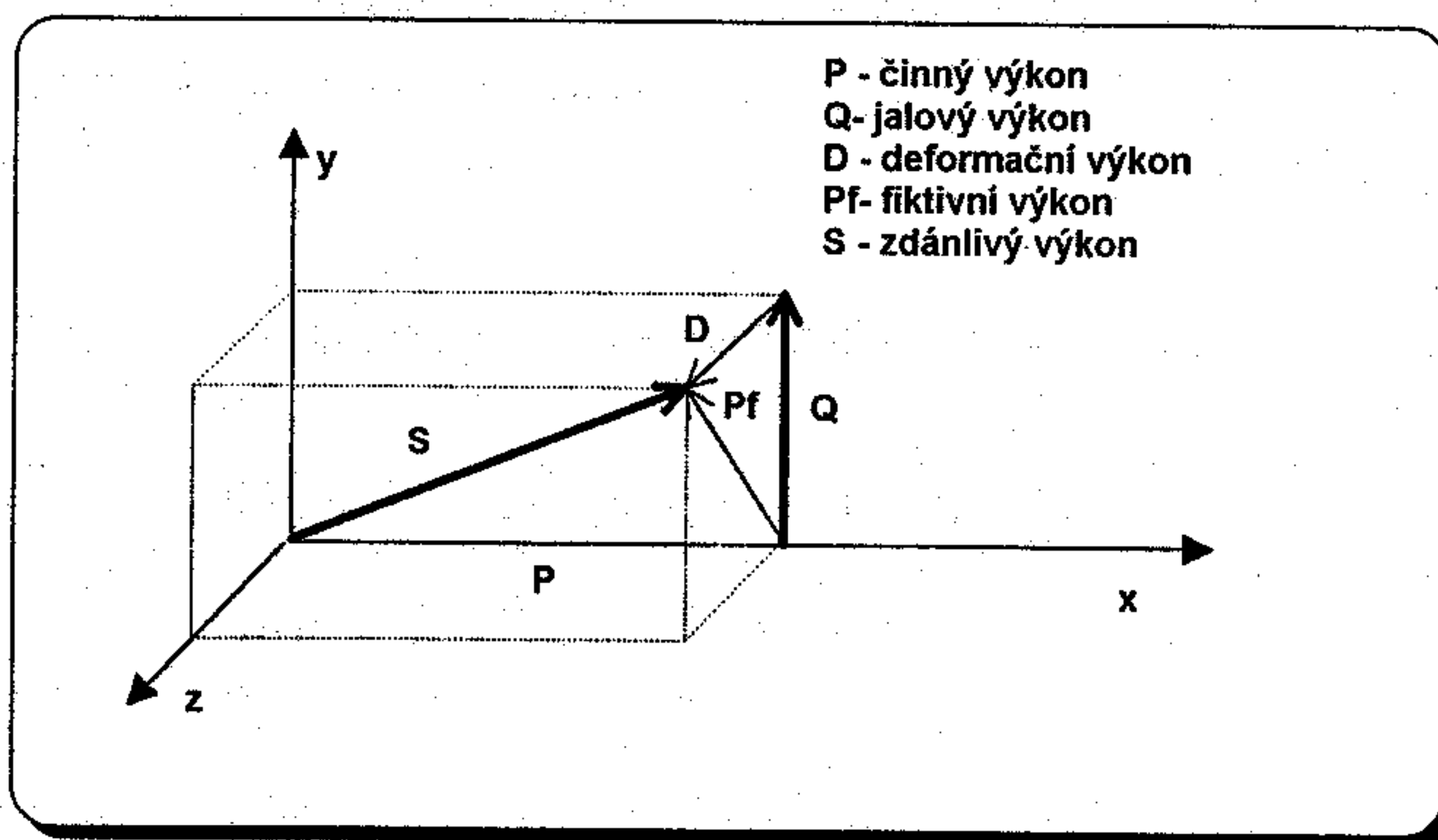
$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{n=0}^{\infty} U_n I_n \cos \varphi_n}{\sqrt{\left(\sum_{n=0}^{\infty} U_n^2 \sum_{n=0}^{\infty} I_n^2 \right)}} \quad (3.12)$$

Pro zdánlivý výkon také platí:

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad (3.13)$$

Kde D je tzv. deformační výkon, který je produktem efektivních hodnot harmonických různého řádu včetně jejich součinů se stejnosměrnými složkami napětí a proudu. Deformační výkon způsobuje, že není-li mezi harmonickými proudy a napětí fázový posuv, je přesto činitel výkonu $\lambda < 1$.

Geometrický vztah mezi zdánlivým, činným, jalovým a deformačním výkonem jednofázové soustavy je vidět na obr. 3.1.



obr. 3.1.

Výhodné je zavést také pojem fiktivní výkon P_f , často nazývaný ekvivalentní jalový výkon:

$$P_f^2 = Q^2 + D^2 = S^2 - P^2 \quad (3.14)$$

Pokud budeme předpokládat, že napětí je sinusové a má tvar:

$$u(t) = U_m \sin \omega t \quad (3.15)$$

$$U_0 = U_2 = U_3 = \dots = U_n = 0$$

pak pro opravdový účinník dostaneme:

$$\lambda = \frac{P_1}{S} = \frac{U_1 I_1 \cos \varphi_1}{\sqrt{U_1^2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} = \frac{I_1}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \cos \varphi_1 \quad (3.16)$$

3.3. Fourierova transformace

3.3.1. Analytická metoda

Rozklad libovolné periodické funkce na konečnou nebo nekonečnou řadu harmonických funkcí řeší harmonická analýza na základě tzv. Fourierova teorému.

Periodická funkce $f(v)$, kterou budeme dále analyzovat, musí splňovat Dirichletovy podmínky:

1. funkce $f(v)$ je v konečném počtu intervalů spojitá a monotónní
2. má konečný počet extrémů

Řadu vzniklou rozkladem periodické funkce nazýváme Fourierovou řadou. Jejími členy jsou jednotlivé harmonické. Dále budeme používat trigonometrické vyjádření Fourierovy řady.

Podle Fourierova teorému je možné periodickou funkci rozložit v řadu:

$$f(\vartheta) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos(n\omega_1 t) + B_n \sin(n\omega_1 t)) \quad (3.17)$$

$$f(v) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega_1 t + \varphi_n) \quad (3.18)$$

kde nové konstanty řady pro n -tou harmonickou jsou:

$$A_n = \frac{2}{T_1} \int_{t_0}^{t_0+T_1} f(\vartheta) \cos(n\omega_1 t) dt \quad (3.19)$$

pro $n=0,1,2,\dots$

$$B_n = \frac{2}{T_1} \int_{t_0}^{t_0+T_1} f(\vartheta) \sin(n\omega_1 t) dt \quad (3.20)$$

pro $n=1,2,\dots$

$$C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad (3.21)$$

$$\varphi_n = \arctg \frac{B_n}{A_n} \quad (3.22)$$

3.3.2. Numerická metoda

Numerické metody harmonické analýzy nahrazují integrály rovnice (3.19) přibližnými součty (numerická integrace), které lze pro různé případy upravit. Pro výpočet koeficientů Fourierovy řady periodického signálu můžeme rovněž vyjít z klasické definice diskrétní Fourierovy transformace:

$$\hat{S}(n\omega_1) = \sum_{k=0}^{K-1} s(kT)e^{-jn\omega T} \quad (3.23)$$

kde: T je vzdálenost mezi vzorky
 K je počet vzorků za periodu
 $T_1 = T \cdot K$ je délka periody
 $s(kT)$ je hodnota vzorku

Po úpravách (3.23) dostaneme:

$$\hat{S}(n\omega_1) = \sum_{k=0}^{K-1} s(kT) \left[\cos\left(\frac{2\pi}{N}kn\right) - j \sin\left(\frac{2\pi}{N}kn\right) \right] \quad (3.24)$$

Při porovnání se vztahem (3.18) dostaneme:

$$\hat{c} = \frac{\hat{S}(n\omega_1)}{K} \quad \hat{C}_n = 2\hat{c}_n \quad C_0 = \frac{S_0}{K} \quad (3.25)$$

$$\hat{C}_n = \operatorname{Re}\{\hat{C}_n\} + j\operatorname{Im}\{\hat{C}_n\} \quad (3.26)$$

$$C_n = \sqrt{(\operatorname{Re}\{\hat{C}_n\})^2 + (\operatorname{Im}\{\hat{C}_n\})^2} \quad (3.27)$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}\{\hat{C}_n\}}{\operatorname{Re}\{\hat{C}_n\}} \quad (3.28)$$

3.4. Zdroje vyšších harmonických napětí

3.4.1. Alternátory

Vznik vyšších harmonických je dán drážkováním ve statoru a lze jej omezit použitím zlomkového vinutí. Druhým důvodem vzniku vyšších harmonických je nesinusové

rozdělení magnetického pole v rotoru, zapříčiněné drážkami v rotoru turboalternátorů, resp. vyniklými póly u hydroalternátorů.

3.4.2. Asynchronní motory

Vyšší harmonické zde vznikají vlivem drážkování statoru a rotoru. Zlomkové vinutí nepřináší požadované snížení vyšších harmonických. Možným opatřením je použití sešikmení drážek.

3.5. Zdroje vyšších harmonických proudů

3.5.1. Korona

Korona je zdrojem 5. a 7. harmonické a v případě uzemněného uzlu 3. a 9. harmonické proudů.

3.5.2. Zářivky, plynové výbojky a domácí spotřebiče

Problematiku rušení těchto spotřebičů řeší ČSN 333442. V této normě jsou stanoveny jak všeobecné požadavky a mezní hodnoty pro zařízení, ale také praktické metody typových zkoušek. Norma pokrývá oblast spotřebičů o kmitočtu 50 Hz a napětí 220/380V; 230/400V a 240/415V způsobující generaci harmonických nízkých řádů ($n < 40$).

Pro upřesnění se možno uvést tabulky mezních hodnot harmonických pro jednotlivé skupiny spotřebičů:

Pro televizní přijímače je nutné použít mezní hodnoty v tab.3.1. Přijímače užívající celovlnné usměrňovače bez fázového řízení se považují jako vyhovující i bez měření harmonických proudů za předpokladu, že jejich příkon měřený za běžných provozních podmínek nepřekročí 165 W.

Harmonické proudy zdrojů světla s vestavěným předřadníkem jsou omezeny podle tab. 3.2. U zářivek a výbojek je zdrojem vyšších harmonických výboj v plynu, který má podobnou charakteristiku jako oblouk. Tyto světelná zařízení produkují 15 až 20% třetí harmonické.

Hodnoty mezi v tab. 3.3. se týkají domácích spotřebičů mimo těch, pro něž platí tabulky 3.1. a 3.2.

Řád harmonické	Nejvyšší dovolený proud [A]
liché harmonické	
3	0,80
5	0,60
7	0,45
9	0,30
11	0,17
13	0,12
15 < n < 39	0,10.15/n
sudé harmonické	
2	0,30
4	0,15
stejnoseměrný proud	0,05

tab. 3.1.

Řád harmonické	Maximální hodnota vyjádřená jako % ze základní harmonické proudu svítidla
2	5
3	30.λ
5	7
7	4
9	3
11 < n < 39	2

* λ je opravdový účinník

tab. 3.2.

Řád harmonické	Nejvyšší dovolený proud [A]
liché harmonické	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
15 < n < 39	0,15.15/n
sudé harmonické	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
8 < n < 40	0,23.8/n

tab. 3.3.

3.5.3. Transformátory

U transformátorů je vznik vyšších harmonických způsoben nelineární charakteristikou magnetizačního proudu a toku.

3.5.4. Usměrňovače a měniče

3.5.4.1. Vysvětlení vzniku vyšších harmonických usměrňovače a měniče

Nejprve zavedeme následující předpoklady:

1. symetrická trojfázová soustava
2. sinusové napětí na vstupu usměrňovače
3. indukčnost v stejnosměrném obvodu $L_{ds} = \infty$
4. zanedbáme ztráty v usměrňovači

Zpočátku budeme uvažovat neřízený usměrňovač. Průběh napětí a proudu ve stejnosměrném obvodu p - pulsního usměrňovače je znázorněn na obr. 3.2.

Napětí $u(\vartheta)$ je fázové napětí přiložené na usměrňovač s vyvedeným nulovým bodem nebo sdružené napětí pro můstkové zapojení usměrňovače.

V intervalu $(-\frac{\pi}{p} < \vartheta < \frac{\pi}{p})$ je křivka napětí dána funkcí:

$$u_d(\vartheta) = \sqrt{2} U \cos \vartheta \quad (3.29)$$

Tuto funkci je možné rozvinout do Fourierovy řady. Jelikož funkce rovnice (3.29) je sudá, lze řadu zjednodušit na tvar:

$$u(\vartheta) = \sum_{n=0}^{\infty} C_n \cos n\vartheta \quad (3.30)$$

kde člen A_0 je zahrnut do kosinových členů.

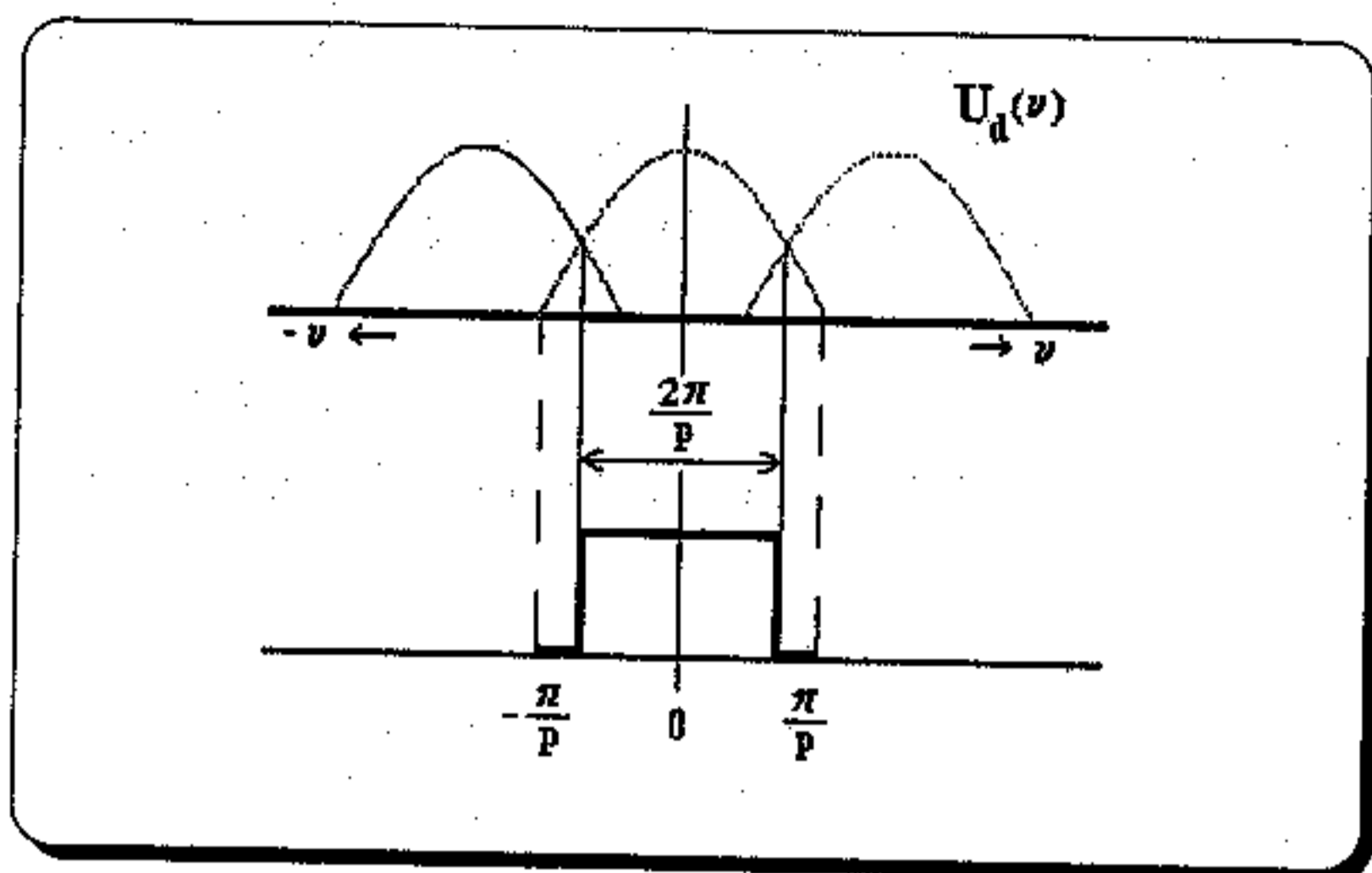
Řád n harmonické definujeme pomocí počtu pulsů usměrňovače rovnicí:

$$n = kp \quad \text{kde } k = 1, 2, 3, \dots \quad (3.31)$$

Pro amplitudy harmonického usměrněného napětí platí:

$$\sqrt{2} U_{dn} = \frac{2p}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{p}} \sqrt{2} U \cos \vartheta \cos n\vartheta d\vartheta = U_{d0} \frac{2}{n^2-1} \quad (3.32)$$

Z rovnice (3.32) je vidět, že amplitudy vyšších harmonických usměrněného napětí U_d jsou závislé pouze na pořadí harmonické a tím podle rovnice (3.31) na počtu pulsů usměrňovače.



obr. 3.2.

Vztah mezi vyššími harmonickými usměrněného napětí a síťového proudu je možné jednoduše vyjádřit pomocí zákona zachování energie.

Ideální usměrňovač, pracující naprázdno při jednoduché komutaci, nemá potřebu jalového výkonu viz. obr. 3.2.

$$P_d(\vartheta) = P_1(\vartheta) \quad (3.33)$$

rovnici rozepíšeme:

$$U_d(\vartheta)I_d(\vartheta) = u_R(\vartheta)i_R(\vartheta) + u_S(\vartheta)i_S(\vartheta) + u_T(\vartheta)i_T(\vartheta) \quad (3.34)$$

Výkon na stejnosměrné straně se musí v každém okamžiku rovnat výkonu na střídavé straně (platí zákon zachování energie).

$$U_{d0}I_d = 3U_f I_1 \quad (3.35)$$

$$I_d U_{dn} \sqrt{2} = 3U_f (I_{n-1} - I_{n+1}) \quad (3.36)$$

pro $n = kp$ kde $k = 1, 2, 3, \dots$ a p je počet pulsů usměrňovače.

Ostatní koeficienty řady jsou rovny nule. Rovnice (3.35) vyjadřuje, že stejnosměrný výkon usměrňovače se rovná součinu síťového napětí a první harmonické síťového proudu, tj. činnému výkonu. Z rovnice (3.36) vyplývá, že ke každé harmonické usměrněného napětí řádu $n = kp$, přísluší obě harmonické síťového proudu řádu $(kp \pm 1)$, které nazýváme charakteristické harmonické. Z rovnice dále vyplývá, že harmonická napětí řádu $n \neq kp$ nemohou na stejnosměrné straně usměrňovače vzniknout.

Výše odvozené skutečnosti (vyskytují se pouze harmonické řádu: $n = kp \pm 1$ pro $k=1, 2, 3, \dots$) jsou správné, pokud se perioda opakování průběhu rovná $\frac{2\pi}{p}$. U reálných usměrňovačů však existuje mnoho činitelů, které nám tuto periodu narušují, a tak se ve skutečném spektru objevují i harmonické řádu $n \neq kp \pm 1$, které nazýváme necharakteristické harmonické.

Jednou ze základních příčin narušení periody opakování je to, že v praktickém provozu není úhel zapnutí ventilů α přesně stejný. Úhly zapnutí mají náhodný charakter a při rozboru těchto jevů se používá pravděpodobnostní metody.

Amplitudový zákon:

Dělením rovnice (3.47) rovnicí (3.46) a dosazením řešení rovnice (3.42) dostaneme vztah:

$$\frac{\sqrt{2} U_{dn}}{U_{d0}} = \frac{I_{n-1} - I_{n+1}}{I_1} = \frac{2}{n^2 - 1} = \frac{1}{n-1} - \frac{1}{n+1} \quad (3.37)$$

Z rovnice (3.37) dostaneme vztah pro amplitudy:

$$\frac{I_n}{I_1} = \frac{1}{n} \quad (3.38)$$

Z této rovnice je vidět, že amplituda vyšších harmonických síťového proudu je nepřímoúměrná pořadí harmonické. Ke stejnému výsledku dojdeme Fourierovým rozvojem obdélníkového průběhu stejnosměrného proudu $I_d(\nu)$, který je na obr. 3.2.

Pro charakterizování křivky proudu, resp. napětí se používá tzv. obsah základní harmonické. K praktickému použití je dostatečně použitelný teoretický obsah základní harmonické g , který závisí pouze na počtu pulsů usměrňovače. Tento způsob určení obsahu základní harmonické zanedbává vliv překrytí na amplitudu vyšších harmonických síťového proudu.

Pro efektivní hodnotu síťového proudu I , při zanedbání překrytí proudů při komutaci platí:

$$I = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=kp}^{\infty} I_n^2} = I_1 \sqrt{1 + 2 \sum_{n=kp}^{\infty} \frac{n^2 + 1}{(n^2 - 1)^2}} \quad (3.39)$$

Úpravou dostaneme vztah:

$$I = I_1 \frac{\pi}{p} \cdot \frac{1}{\sin \frac{\pi}{p}} \quad (3.40)$$

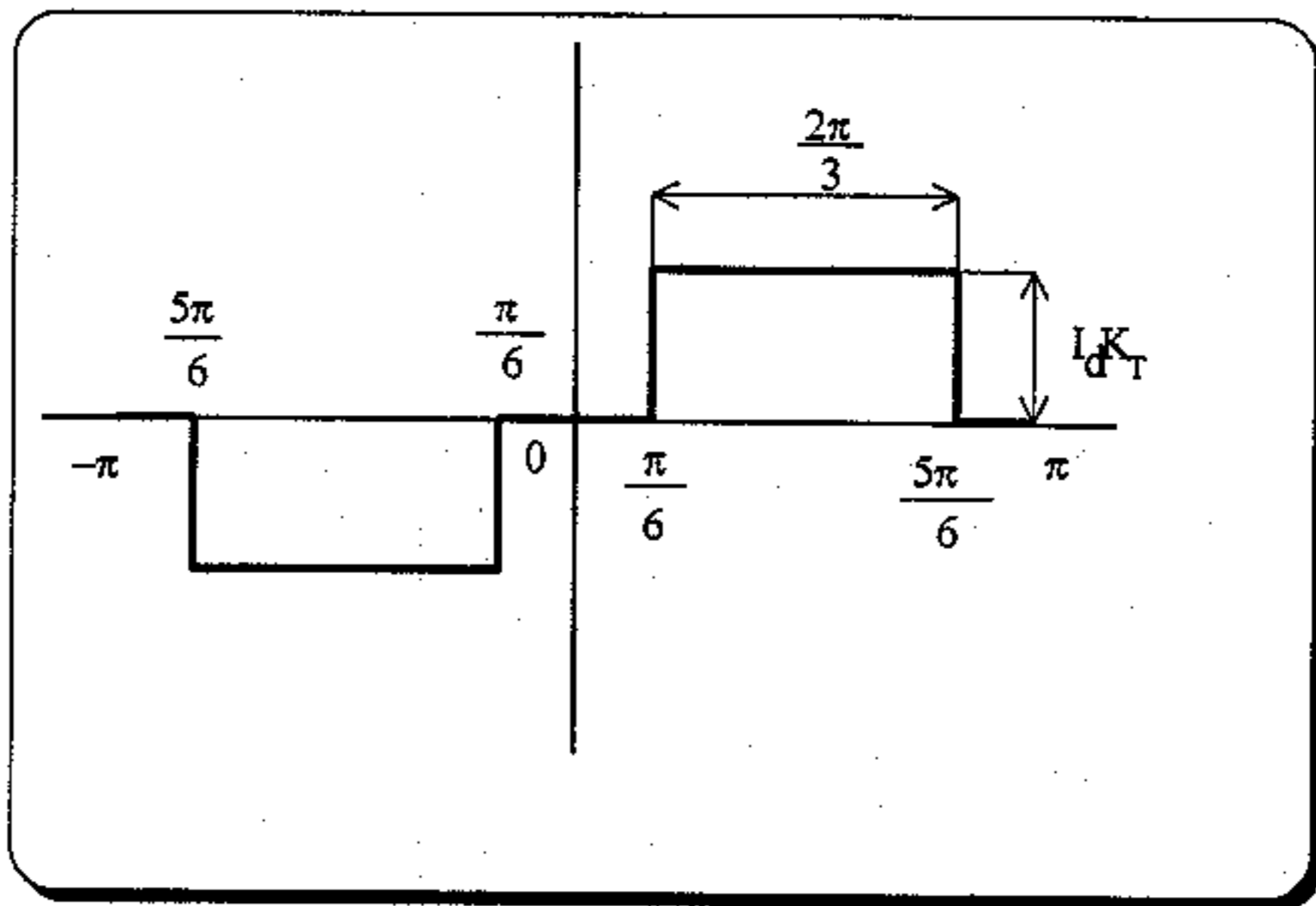
Z této rovnice vyjádříme vztah pro teoretický obsah základní harmonické p -pulsního měniče jako funkci počtu pulsů:

$$g = \frac{I_1}{I} = \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \quad (3.41)$$

Vliv zapojení transformátoru pro usměrňovač na spektrum vyšších harmonických pronikajících do sítě:

1. zapojení hvězda hvězda Yy:

Při tomto zapojení je časový průběh sekundárního proudu transformátoru tvarově shodný s časovým průběhem primárního (síťového) viz. obr. 3.3.



obr. 3.3.

Převod transformátoru:

$$K_T = \frac{U_{sek}}{U_{prim}} \quad (3.42)$$

Protože průběh proudu je funkce souměrná podle vodorovné osy a počátku, rozvoj obsahuje pouze koeficienty B_n pro $n = (2k + 1) k = 0, 1, 2, \dots, n$. Pro koeficienty píšeme:

$$B_n = \frac{2}{\pi} I_d K_T \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \sin n\vartheta d\vartheta = \frac{2I_d K_T}{\pi n} \left[\cos n\frac{\pi}{6} - \cos n\frac{5\pi}{6} \right] \quad (3.43)$$

Rozvoj proudu má tvar:

$$I(\vartheta) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d K_T \left(\sin \vartheta - \frac{1}{5} \sin 5\vartheta - \frac{1}{7} \sin 7\vartheta + \frac{1}{11} \sin 11\vartheta + \dots \right) \quad (3.44)$$

kde amplituda nabývá hodnotu

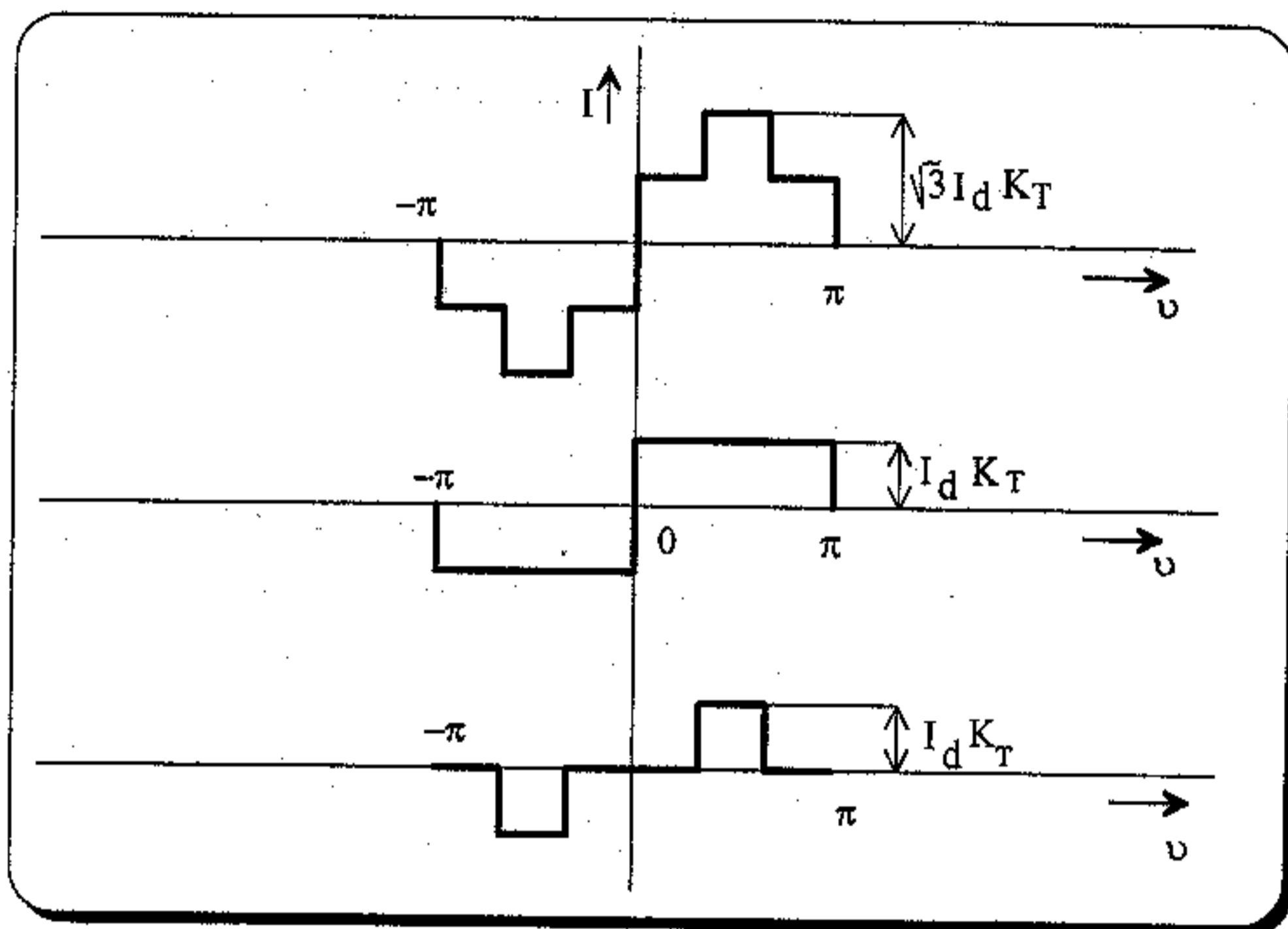
$$I_{nmax} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \frac{2}{n} I_d K_T \quad (3.45)$$

2. zapojení trojúhelník hvězda Dy:

Časový průběh proudů je na obr. 3.4. Průběh proudu můžeme rozložit na dvě funkce $I_a(\nu)$ a $I_b(\nu)$. Provedeme rozvoj do Fourierovy řady:

koeficient B_n :

$$B_n = B_{an} + B_{bn} = \frac{4}{\pi} \frac{1}{n} I_d K_T \left[1 + 0,5 \left(\cos n \frac{\pi}{3} - \cos \frac{2}{3} n \pi \right) \right] \quad (3.46)$$



obr. 3.4.

rozvoj má tvar:

$$I(\vartheta) = \frac{6}{\pi} I_d K_T \left(\sin \vartheta + \frac{1}{5} \sin 5\vartheta + \frac{1}{7} \sin 7\vartheta + \dots \right) \quad (3.47)$$

kde amplituda nabývá hodnotu

$$I_{n\max} = \frac{6}{\pi} \cdot \frac{1}{n} I_d K_T \quad (3.48)$$

3.5.4.2. Postup předběžného návrhu připojení měniče

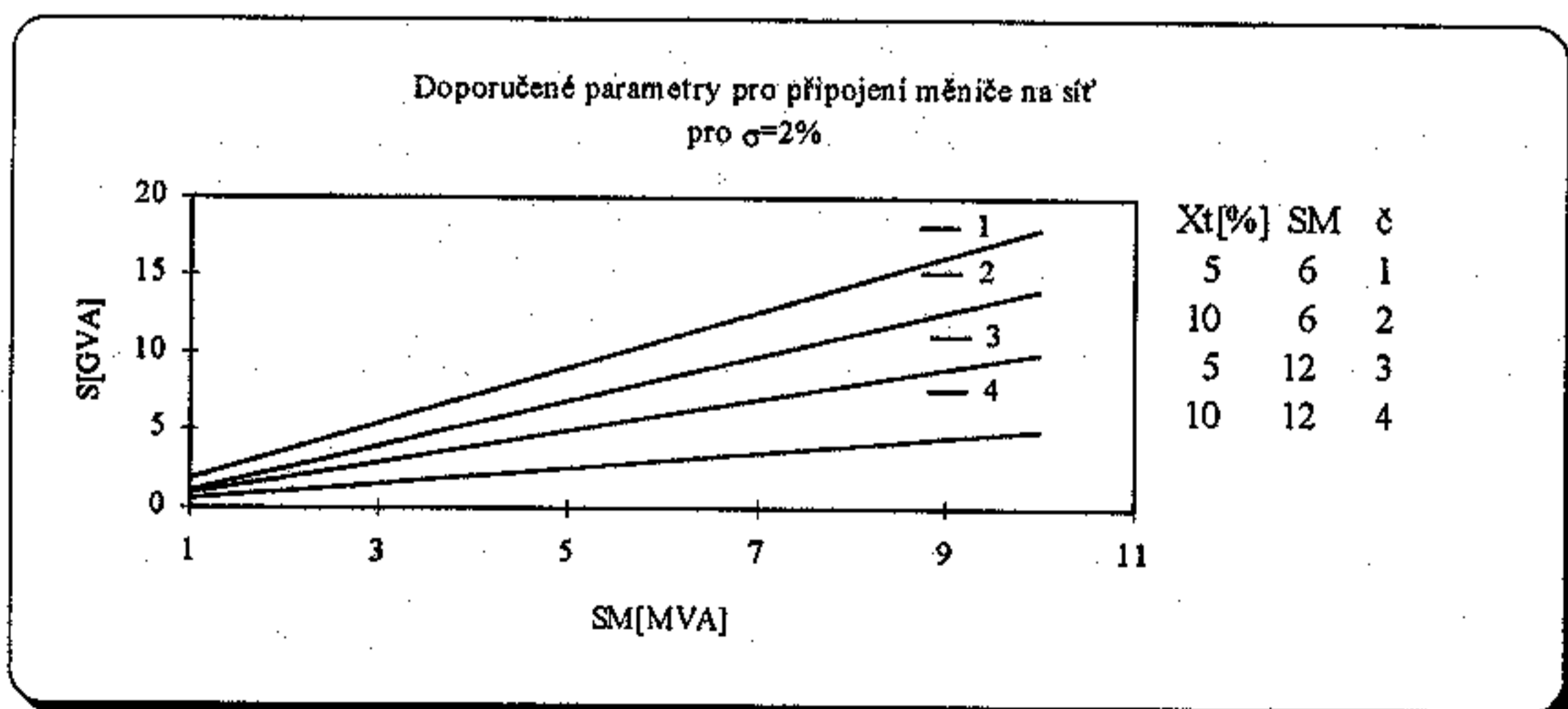
1. Určí se maximální výkon připojovaného měniče $S_M [MVA]$ a zařadí se do jedné ze čtyř výkonových kategorií viz. tab. 3.4. Pokud maximální výkon měniče S_M leží na rozhraní dvou kategorií, zvolíme kategorii nižšího výkonu.
2. Určí se zkratové výkony S sítě v předpokládaném místě připojení měniče.
3. Určí se zkratové číslo sítě $\frac{S}{S_M}$ v předpokládaném místě připojení.

4. V tab. 3.4. se (na řádce určené bodem 1) v sloupci $\frac{S}{S_M}$ najde nejbližší nižší číslo k zkratovému číslu (určenému v bodě 3).
5. Zkratové číslo (určené v bodě 4) svou polohou ve sloupci $\frac{S}{S_M}$ určí, zda je nutné měnič provést jako šestipulsní nebo dvanáctipulsní a zda transformátor pro měnič má mít $u_k=5\%$ nebo $u_k=10\%$.
6. Pokud je dodržen uvedený postup a za předpokladu, že nevzniknou rezonance, způsobí měnič v místě připojení menší zkreslení sítě σ , než je uvedeno v příslušné řádce tab. 3.4. Jelikož však v síti je již určité zkreslení σ_0 , je výsledné zkreslení větší, než je uvedeno v tab. 3.4. Toto výsledné zkreslení by však v kontrolovaném místě nemělo překročit 5%.
7. Údaj n_h v tab. 5 je směrodatný pro výpočet nesinusovosti sítě a použije se při výpočtu přetížení kompenzačních kondenzátorů v případě, že jalová energie měniče je kompenzována pomocí prostých kondenzátorů.
8. K rychlému vyhledání potřebného zkratového výkonu pro daný maximální výkon měniče lze použít také diagram obr. 3.5.
9. Proudové přetížení kondenzátorové baterie připojené paralelně k měniči, způsobené vlivem vyšších harmonických produkovaných tímto měničem, lze ověřit pomocí rovnice (3.49):

$$\frac{I_C}{I_{C1}} = \sqrt{1 + \left(\frac{S_M}{Q}\right)^2 \cdot \sum_{n=5}^{13(25)} \frac{1}{n^2}} \quad (3.49)$$

kde $\frac{I_C}{I_{C1}}$ je poměrná hodnota přetížení kondenzátoru (I_C je celkový proud včetně vyšších harmonických a I_{C1} je jmenovitý proud základní harmonické).

Pokud je návrh prováděn pro závod s individuální kompenzací, je nutné kontrolovat výskyt sériové rezonance.



obr. 3.5.

10. Pravděpodobnost vzniku paralelní rezonance se předběžně zjistí pomocí vzorce:

$$n_r = \sqrt{\frac{S}{Q}} \quad (3.50)$$

kde n_r je kritická harmonická, která by se měla rovnat charakteristickým harmonickým produkovaným měničem.

V případě, že se kritická harmonická n_r rovná charakteristické harmonické, a platí, že $n_r < n_h$, kde n_h se určí z tab. 3.4., je nutné provést podrobnou analýzu celého objektu s respektováním činných tlumicích odporů v rozvodu (vhodné pro závody s centrální kompenzací).

11. Výpočet nesinusovosti u netypických měničů je možný pomocí následujících vztahů: pro n číslo harmonické použijeme vztah (3.51) a pro n číslo pouze charakteristické harmonické použijeme vztah (3.52):

$$I_n = \frac{100}{n} e^{-\frac{n^2}{2 \cdot 10^3} X_t} \quad (3.51)$$

I_n je velikost n -té harmonické v procentech

X_t je rozptylová reaktance transformátoru pro měnič v procentech

n je číslo harmonické

$$\sigma = \sqrt{\sum_{n=3}^{n=n_h} U_n^2} \quad (3.52)$$

σ je nesinusovost

U_n je efektivní hodnota napětí n -té harmonické v procentech vztážené k základní harmonické

Celková nesinusovost v kontrolovaných místech by neměla překročit 5%.

Velikost měniče	S_M [MVA]	p=6		p=12		n_h	σ [%]
		$X_t = 5\%$	$X_t = 10\%$	$X_t = 5\%$	$X_t = 10\%$		
		S/S_M					
velmi malá	0,01 až 0,25	45	35	25	15	13	4
malá	0,25 až 1	60	45	35	20	13	3
střední	1 až 10	90	70	55	30	25	2
velká	nad 10	170	135	100	60	25	1

tab. 3.4.

3.5.4.3. Prostředky na potlačení vyšších harmonických způsobených měniči

V zásadě existují dvě cesty při řešení tohoto problému:

A) Potlačení vyšších harmonických bez použití přídavného zařízení

B) Potlačení vyšších harmonických s pomocí přídavných zařízení

A) Potlačení bez přídavného zařízení

Vhodným zapojením dvou měničů můžeme odstranit některé vyšší harmonické proudy, která by jinak produkoval jeden měnič o jejich součtovém výkonu. Na fázorovém diagramu viz. obr.3.6. jsou znázorněna harmonická napětí v trojfázovém systému.

Soustava páté a jedenácté harmonické může být považována vzhledem k soustavě první harmonické za soustavu s opačným smyslem otáčení. Sedmá a třináctá harmonická za soustavu se souhlasným smyslem otáčení.

Pro relativní úhlovou rychlost soustav a a b můžeme napsat:

$$\omega_{rel} = \omega_a - \omega_b \quad (3.53)$$

Podle rovnice (3.53) je pro soustavu se souhlasným smyslem otáčení relativní rychlost $(n-1)$ násobkem základního kmitočtu a pro soustavu s opačným smyslem otáčení $(n+1)$ násobkem základního kmitočtu.

Pokud připojíme primární vinutí transformátorů Tr1 a Tr2 na společnou přípojnicí a základní harmonická primárního napětí transformátoru Tr1 bude oproti základní harmonické primárního napětí Tr2 natočena o úhel ψ natočením páté a sedmé harmonické v přívodu bude 6ψ a jedenácté a třinácté harmonické 12ψ oproti základní harmonické.

Při zapojení primárního vinutí transformátoru Tr1 do hvězdy a Tr2 do trojúhelníka je u skupiny dvou šestipulsních usměrňovačů $\psi = 30^\circ$.

Pokud jsou základní harmonické stejné, tj. zatížení obou měničů je stejné, potom pátá a sedmá harmonická jsou oproti sobě fázově posunuty o 180° a na přípojnicích se jejich vliv vyruší. Napájecí síť tedy tyto harmonické nezatěžují, naproti tomu jedenáctá a třináctá harmonická budou ve fázi, a úplně se projeví. Skupina dvou tímto způsobem zapojených usměrňovačů se pro napájecí síť jeví jako dvanáctipulsní usměrňovač. Výsledný harmonický proud je dán vztahem:

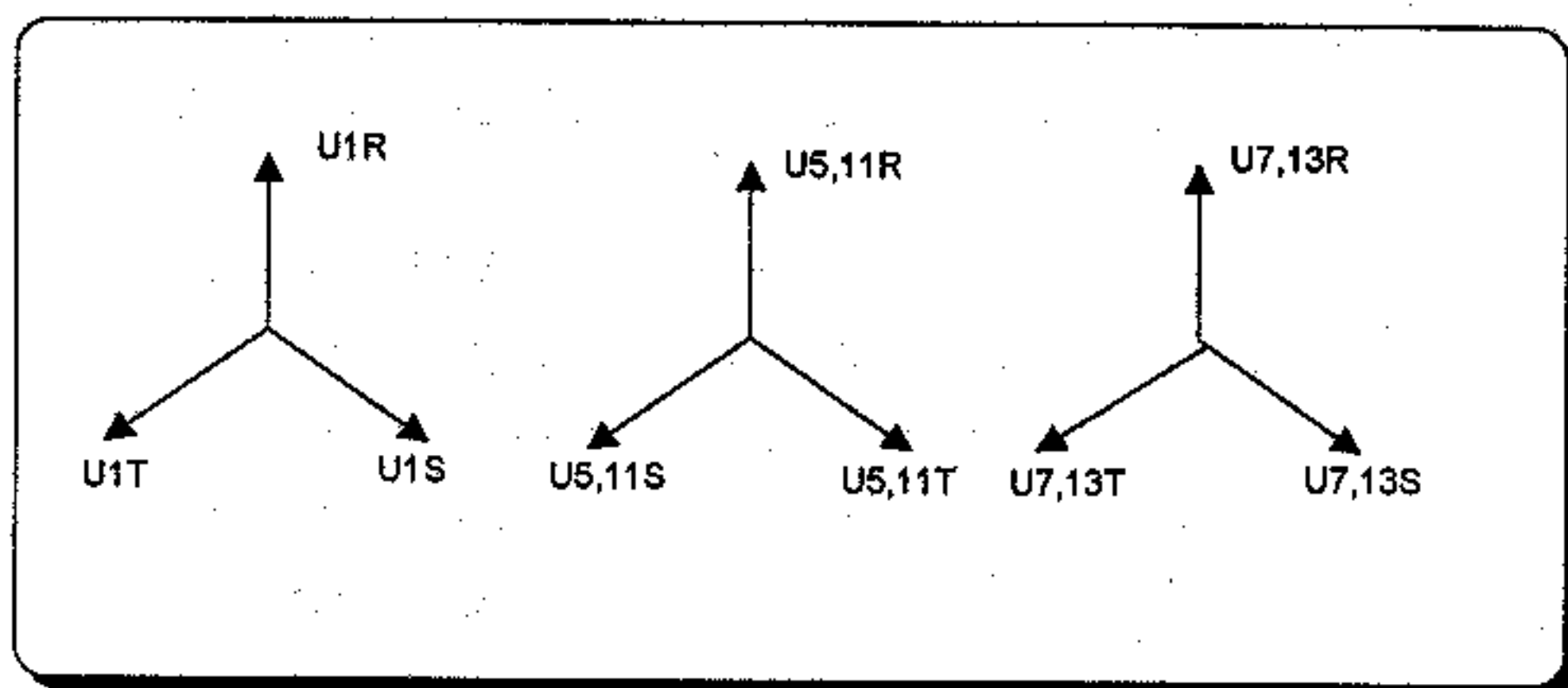
$$I(\vartheta) = \frac{12}{\pi\mu} I_d K_T \left[\sin \frac{\mu}{2} \sin \left(\vartheta - \frac{\mu}{2} + \alpha \right) + \frac{1}{11^2} \sin 11 \frac{\mu}{2} \sin 11 \left(\vartheta - \frac{\mu}{2} - \alpha \right) + \frac{1}{13^2} \sin 13 \frac{\mu}{2} \sin 13 \left(\vartheta - \frac{\mu}{2} - \alpha \right) + \dots \right] \quad (3.54)$$

Velikost amplitudy jednotlivých harmonických jsou dány vztahem:

$$I_{n\max} = \frac{12}{\pi\mu} I_d K_T \frac{1}{n^2} \sin n \frac{\mu}{2} \quad (3.55)$$

kde μ je úhel překrytí, který je nutné zavést při uvažování komutace.
pro $n = 1, 11, 13, 23, 25, \dots$

Z rovnice (3.67) je vidět, že vymizely harmonické řádu $n = 5, 7, 17, \dots$



obr. 3.6.

Budeme-li takto zapojené usměrňovače řídit a uvažovat překrytí proudů při komutaci, musí být tyto usměrňovače stejně zatíženy, aby v jedné mnohopulsní skupině zůstala stejná fázová poloha napětí a proudů. Předpoklad stejného zatížení je splněn při práci na společnou přípojnici. Při nestejném zatížení a řízení usměrňovače vznikne mezi základními harmonickými síťového proudu v přívodu dodatečný fázový rozdíl, který označujeme κ .

Nyní můžeme psát:

$$\begin{aligned} \varphi_{u1} &= \alpha_1 + \mu_{u1} \\ \varphi_{u2} &= \alpha_2 + \mu_{u1} \end{aligned} \quad (3.56)$$

a pro dodatečný fázový rozdíl:

$$\kappa = \varphi_{u1} - \varphi_{u2} = (\alpha_1 + \mu_{u1}) - (\alpha_2 + \mu_{u2}) \quad (3.57)$$

je fázový rozdíl pro vyšší harmonické n -tého řádu dán vztahem $n\kappa$.

Celkový fázový posun pro harmonické řádu $n = 5, 7, 11, 13$ je uveden v tab.3.5. Užití této cesty je výhodné, protože není spojeno se zvýšením nákladů o hodnotu přídavného zařízení. Zvláště výhodné je její použití pro nově budované stanice s měniči.

Kmitočet [Hz]	250	350	550	650
Celkový fázový posuv	$6\psi+5\kappa$	$6\psi+7\kappa$	$12\psi+11\kappa$	$12\psi+13\kappa$

tab. 3.5.

B) Potlačení pomocí přídavného zařízení

Pokud je odrušení měničů výše uvedenými způsoby málo účinné, je nutné použít přídavná zařízení. Nejčastěji se používají různé filtry, obsahující kondenzátorové baterie a tlumivky. Před instalací filtru je potřeba provést podrobnou analýzu problému.

I. Pohled z hlediska namáhání kondenzátorů nesinusovým napětím:

Výkonový kondenzátor jako zdroj induktivního jalového výkonu můžeme k systému připojit dvěma způsoby - sériově nebo paralelně.

Hlavní důraz je nutné klást na možnost přetížení kondenzátorů. Trvalé dovolené přetížení kondenzátorů pro potřeby provozu je dáno:

$$U_C \leq 1,1U_{Cn} \quad Q_C \leq 1,35Q_{Cn} \quad I_C \leq 1,3I_{Cn}$$

Jednoznačným činitelem pro přetížení kondenzátoru jsou jeho tepelné ztráty. Při jejich zvýšení dochází k nárůstu teploty kondenzátoru resp. dielektrika, tím se urychluje jeho stárnutí a zkracuje životnost.

Ztrátový výkon kondenzátoru je dán následující rovnicí:

$$P_{nz} = U_n^2 n \omega_1 C \operatorname{tg}(\varphi) \quad (3.58)$$

kde n je řád harmonické

Pro naše potřeby můžeme v dané kmitočtové oblasti zanedbat závislost na $\operatorname{tg}(\varphi)$.

Celkový ztrátový výkon kondenzátoru je roven součtu ztrátových výkonů první a vyšších harmonických a lze pro něj psát rovnici:

$$U_C = U_1 \sqrt{1 + \frac{\sum n U_n^2}{U_1^2}} \leq 1,1U_{Cn} \quad (3.59)$$

nebo

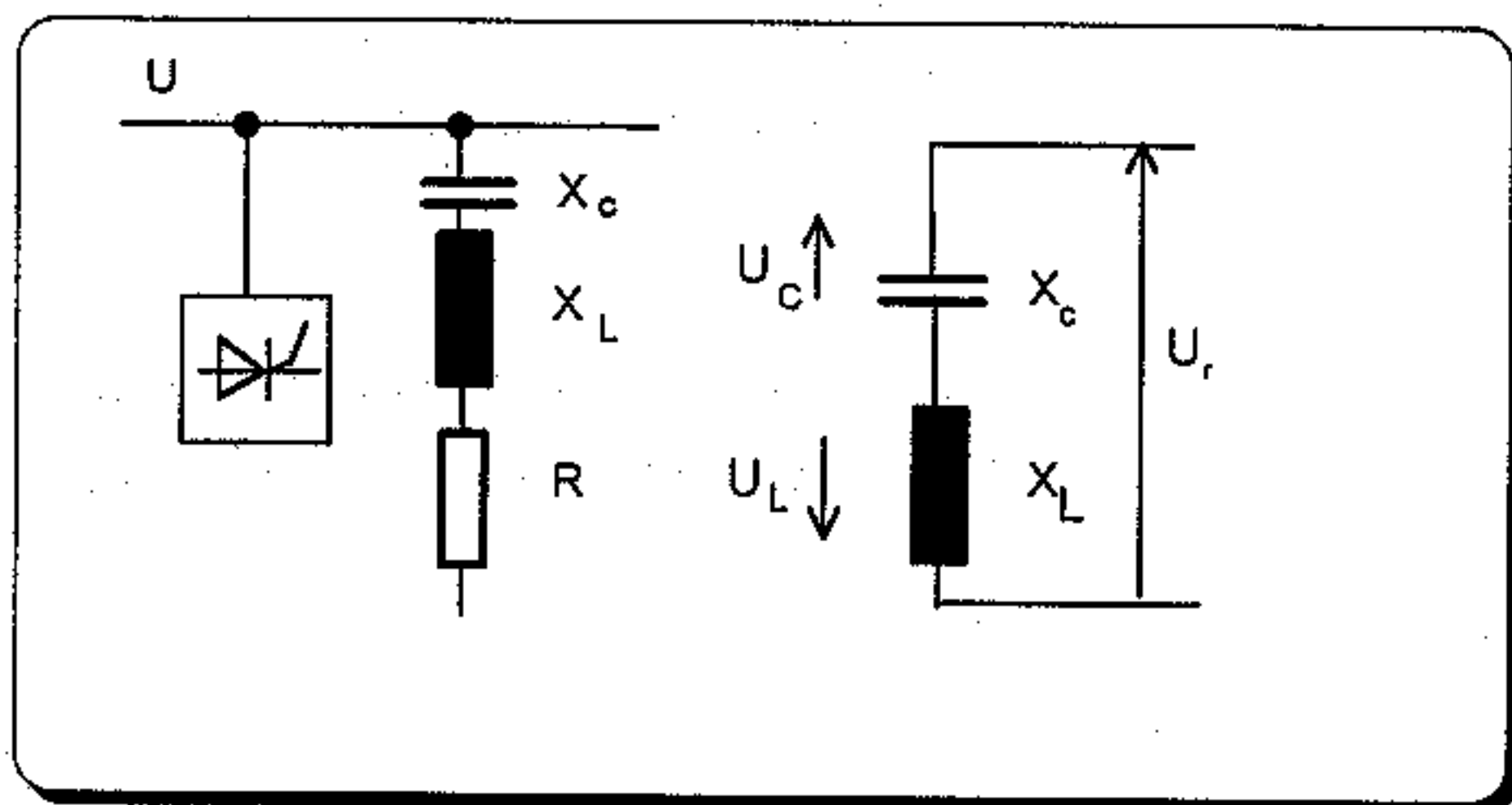
$$\frac{\sum n U_n^2}{U_1^2} \leq 0,458 \quad (3.60)$$

II. Zapojení filtru:

Nejčastěji se používá sériový obvod RLC, představující pro naladěný kmitočet impedanci rovnou pouze R , paralelně připojený ke zdroji rušení viz. obr 3.7. Tento rezonanční obvod se chová pro kmitočty nižší, než rezonanční, jako kondenzátor (dodává jalový výkon) a pro kmitočty vyšší, než rezonanční, jako cívka, tj. při jeho připojení potlačuje rezonanční jevy na kmitočtech vyšších než n_r . Pro naladěný kmitočet platí:

$$n_r^2 = \frac{X_C}{X_L} \quad (3.61)$$

kde X_C a X_L jsou kapacitní a induktivní reaktance filtračního obvodu pro základní kmitočet 50 Hz.



obr. 3.7.

Pro proud procházející rezonančním obvodem můžeme psát:

$$I = \frac{U}{Z} = \frac{U}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})} \quad (3.62)$$

pro amplitudu proudu platí:

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}} \quad (3.63)$$

V oblasti podrezonančních kmitočetů, kde se obvod chová jako kondenzátor, kompenzační výkon je dán součtem jalového výkonu základní harmonické a vyšších harmonických. Vyjdeme-li z předpokladu, že každý filtr je zatěžován jen harmonickou na kterou je laděn a ostatní harmonické jsou odstraněny jinými filtry můžeme psát:

$$Q_{C1} = \frac{U_{C1}^2}{X_C} \quad (3.64)$$

$$Q_{Cn} = 3 \frac{I_n^2 X_C}{n} \quad (3.65)$$

pro $n=n_r$ pak celkový kompenzační výkon kondenzátorů je:

$$Q_C = Q_{C1} + Q_{Cn} \quad (3.66)$$

Pro napěťový rezonanční obvod ve kterém $R=0$ dále platí:

$$U_{C1} = U_r - U_{L1}$$

Zavedeme-li činitel zvýšení napětí vlivem kondenzátoru:

$$a = \frac{U_{C1}}{U_r} \quad (3.67)$$

a podle obr. 3.7. pro napětí platí:

$$\begin{aligned} U_{C1} &= I_1 X_C \\ U_{r1} &= I_1 (X_C - X_L) \end{aligned} \quad (3.68)$$

potom pro činitel a můžeme psát:

$$a = \frac{X_C}{X_C - X_L} = \frac{n_r^2}{n_r^2 - 1} \quad (3.69)$$

Pro napětí na kondenzátoru potom platí:

$$U_{C1} = a U_{r1} = \frac{n_r^2}{n_r^2 - 1} U_{r1} \quad (3.70)$$

Jak je z rovnice (3.66) vidět, je výkon kondenzátoru dán součtem výkonů první a vyšších harmonických, pomocí (3.63) a (3.62) můžeme napsat:

$$Q_C = 3 U_{C1}^2 \omega C + \sum_{n=2}^{\infty} 3 \frac{I_n C}{n \omega C} \quad (3.71)$$

Z (3.71) plyne, že při konstantním napětí se zvyšuje jalový výkon základní harmonické lineárně s kapacitou C a jalový výkon od vyšších harmonických je nepřímo úměrný kapacitě C .

Abychom plně využili kondenzátor a zabránili jeho přetížení je nutné dodržet poměr:

$$\frac{Q_{C1}}{Q_{Cn}} \leq 3 \quad (3.72)$$

Kompenzační výkon celého filtru bude menší o jalový výkon tvořený indukčností a platí pro něj následující vztah:

$$Q_{CF} = Q_{C1} - Q_{L1} = 3 \left[U_{C1}^2 \omega_1 C - \frac{U_{L1}^2}{\omega_1 L} \right] \quad (3.73)$$

s použitím rovnice (3.69) můžeme rovnici (3.73) upravit na tvar:

$$Q_{CF} = 3 \left\{ (a U_r)^2 \omega_1 C - [U_1 (1 - a)]^2 \frac{1}{\omega_1 L} \right\} \quad (3.74)$$

a protože pro obvod platí:

$$X_{Cn} - X_{Ln} = 0 \quad \frac{1}{\omega_1 L} = n_r^2 \omega_1 C \quad (3.75)$$

potom:

$$Q_{CF} = 3 a U_r^2 \omega_1 C \quad (3.76)$$

vztah pro minimální kompenzační výkon:

$$Q_{CF \min} = 3 \sqrt{\frac{a}{n}} I_n U \quad (3.77)$$

Pro velikost kapacity a indukčnosti filtračního obvodu platí následující vztahy:

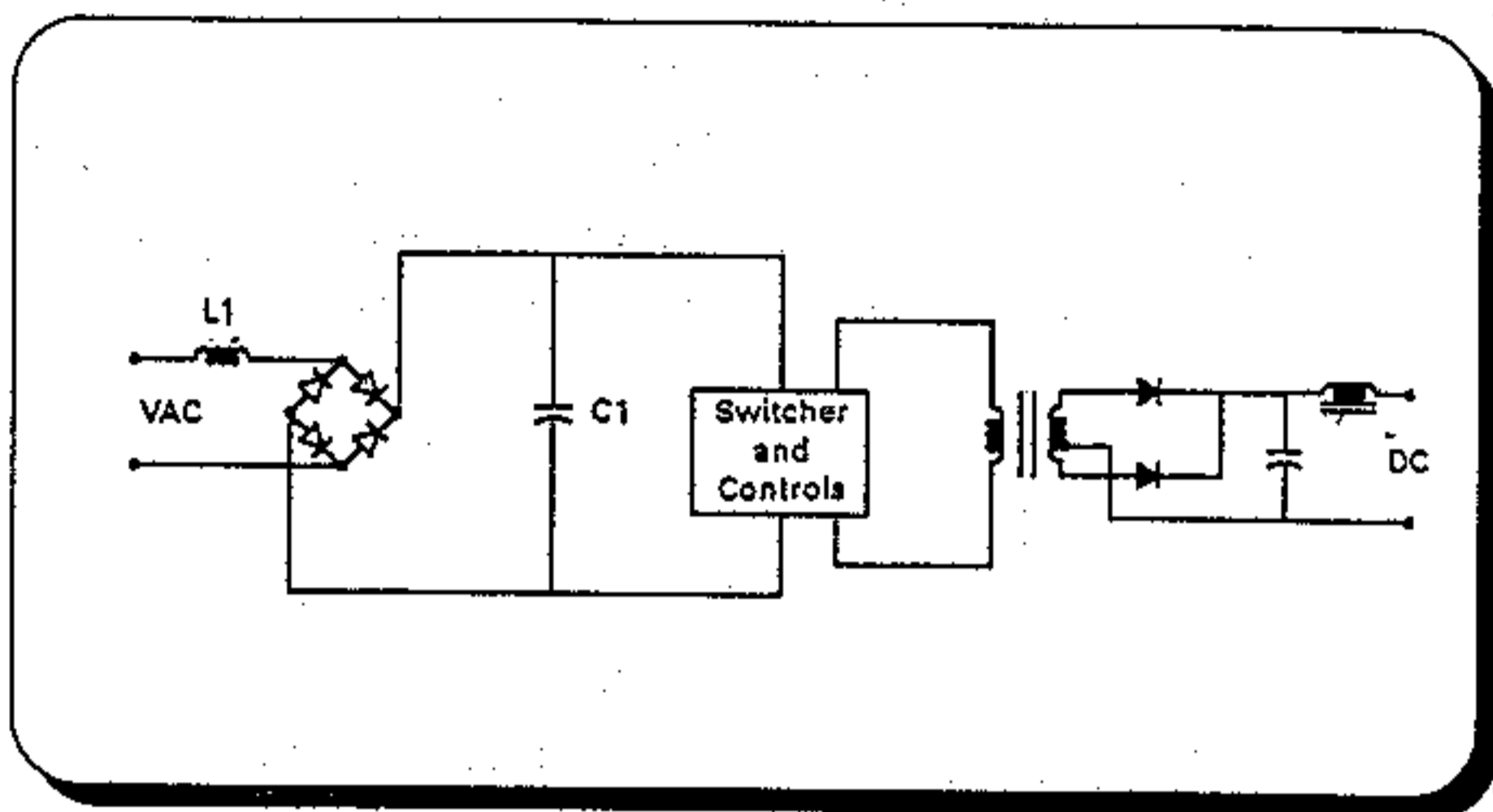
$$C = \frac{Q_{CF}}{a U^2 \omega_1} \quad (3.78)$$

$$L = \frac{a U^2}{n_r^2 \omega_1 Q_{CF}} \quad (3.79)$$

obecnější postup návrhu je uveden v kapitole 3.9.

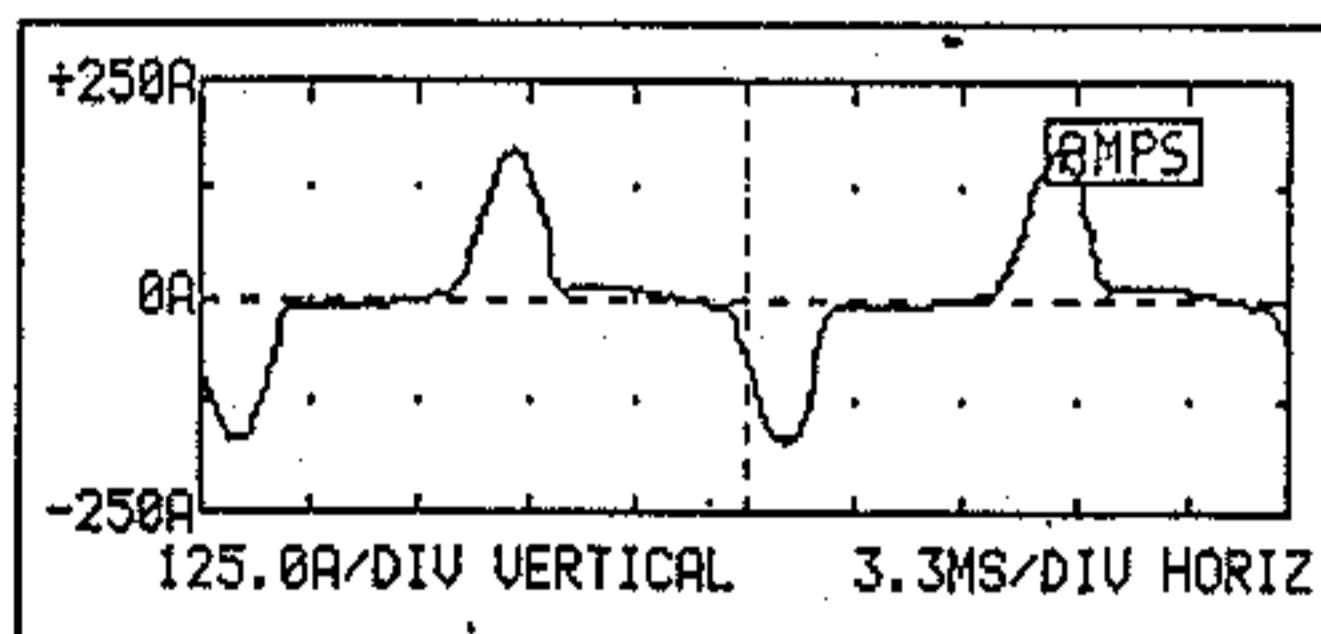
3.5.4.4. Prakticky užívané typy měničů

Jednofázové měniče pro elektronická zařízení typu SMPS (switch-mode power supplies) spínaný zdroj. Schéma je na obr.3.8



obr.3.8

Následující obr.3.9 poskytuje typický průběh proudu a harmonické proudové spektrum měniče SMPS

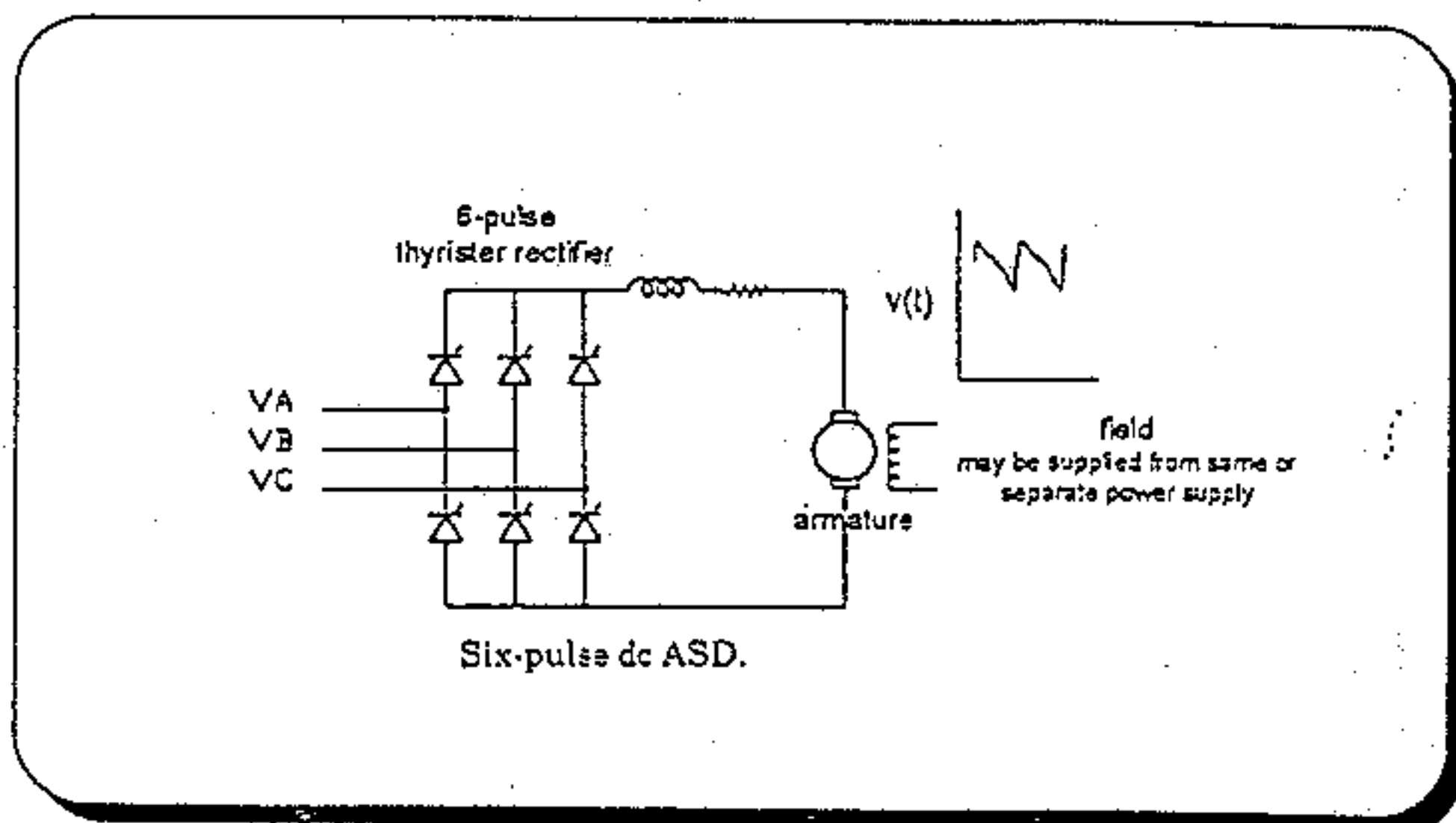


Fundamental			58.5 A rms		
Fundamental			60.0 Hz		
HARM	PCT	PHASE	HARM	PCT	PHASE
FUND	100.0%	-37°	2nd	0.2%	65°
3rd	65.7%	-97°	4th	0.4%	-72°
5th	37.7%	-166°	6th	0.4%	-154°
7th	12.7%	113°	8th	0.3%	112°
9th	4.4%	-46°	10th		
11th	5.3%	-158°	12th	0.1%	142°
13th	2.5%	92°	14th	0.1%	65°
15th	1.9%	-51°	16th		
17th	1.8%	-151°	18th		
19th	1.1%	84°	20th		
21st	0.6%	-41°	22nd		
23rd	0.8%	-148°	24th		
25th	0.4%	54°	26th		
27th	0.2%	-25°	28th		
29th	0.2%	-122°	30th		
31st	0.2%	102°	32nd		
33rd	0.2%	56°	34th		

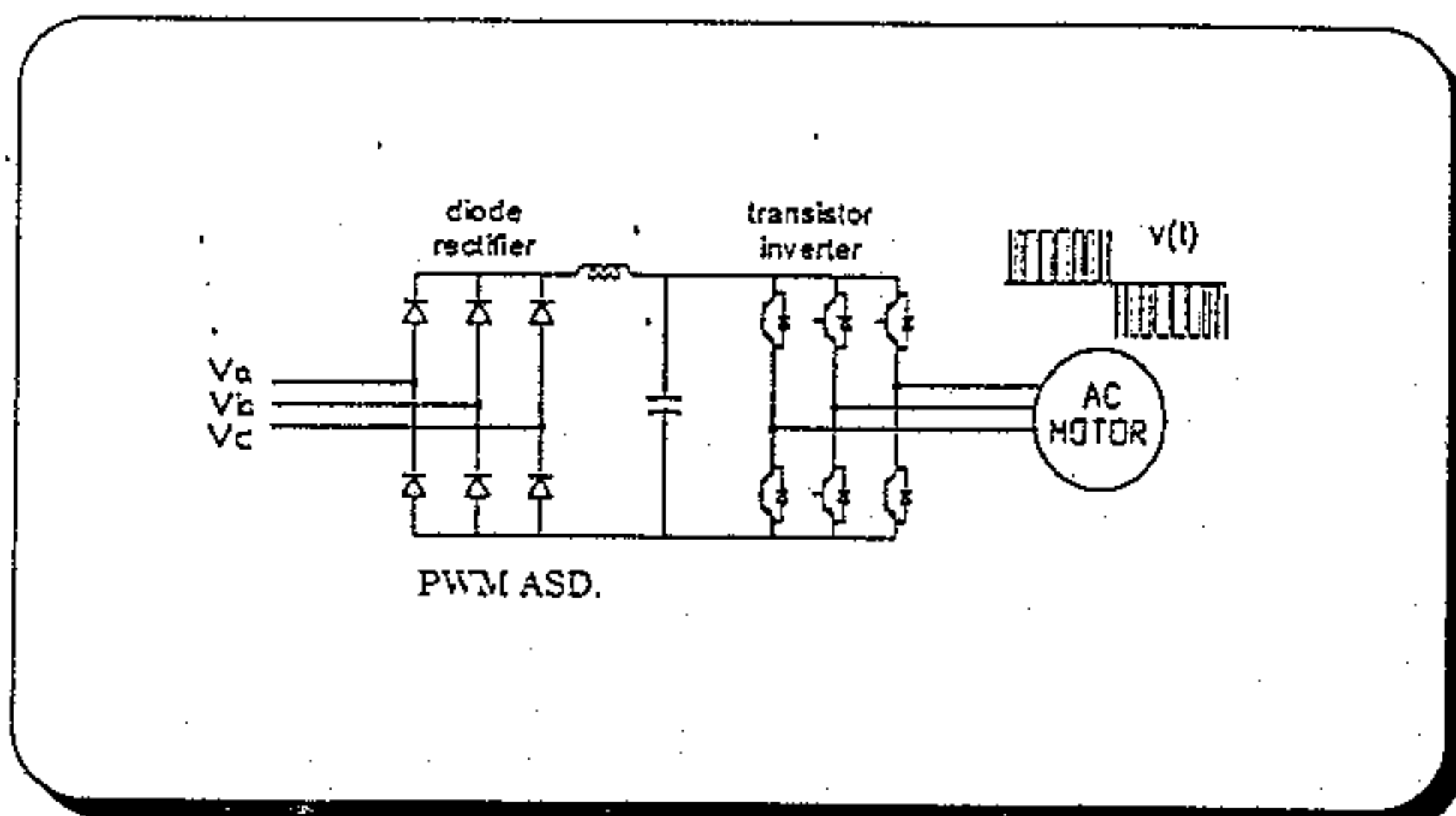
obr.3.9

Trojfázové měniče s tyristorovými můstky v šestipulzní a dvanáctipulzní zapojení se stejnosměrným pohonem (nejlépe splňuje předpoklady uvedené v kapitole 3.5.4.1 a je teoreticky nejilustrativnější pro prezentaci)

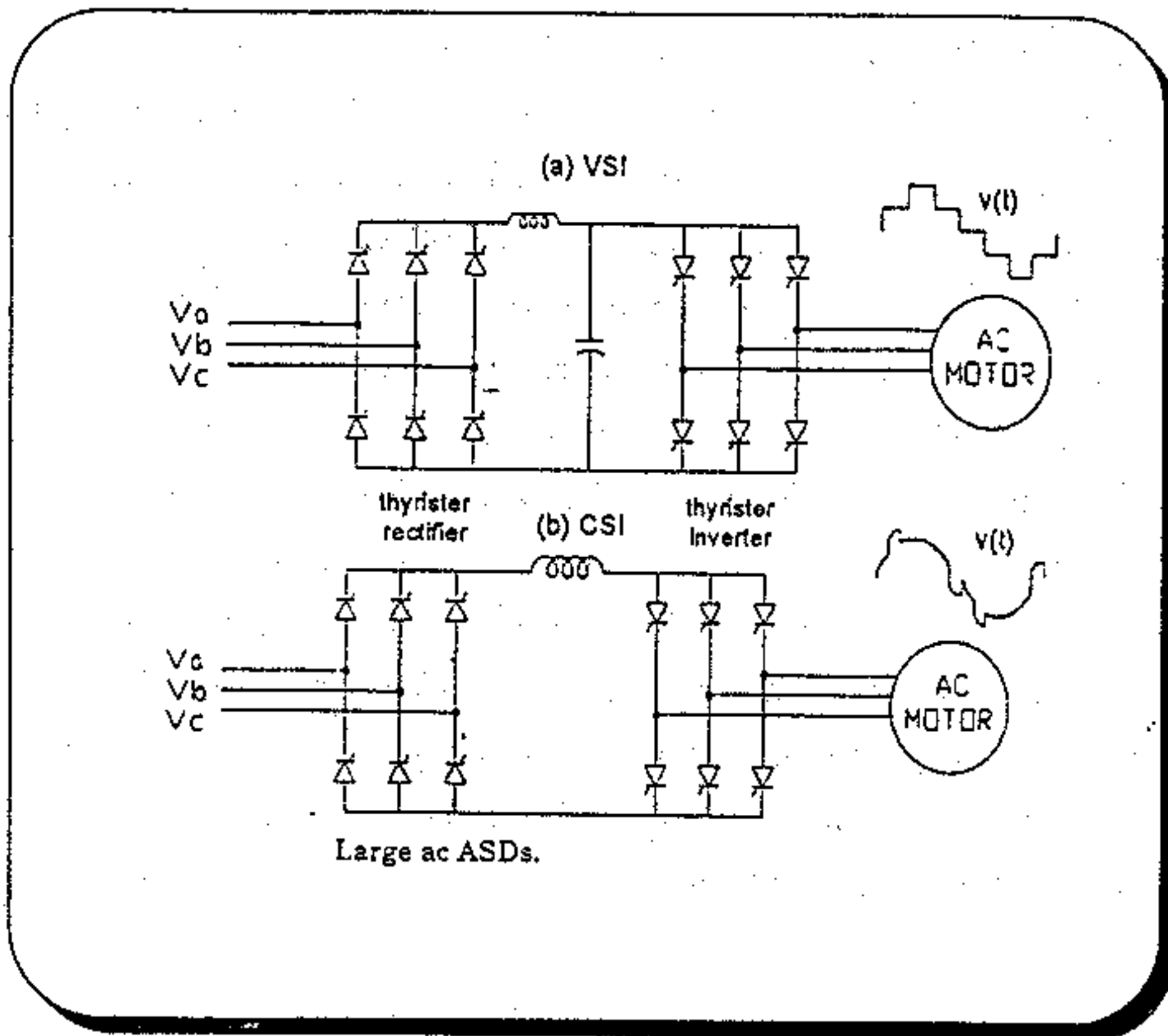
Trojfázové měniče (usměrňovače a invertory) pro AC motory, jednak s VSI (voltage source inverters), jednak s CSI (current source inverters) a v neposlední řadě VSI pracující s technikou PWM (pulzně šířková modulace). Jednotlivá schemata jsou na obr.3.10 a,b,c



obr.3.10 a

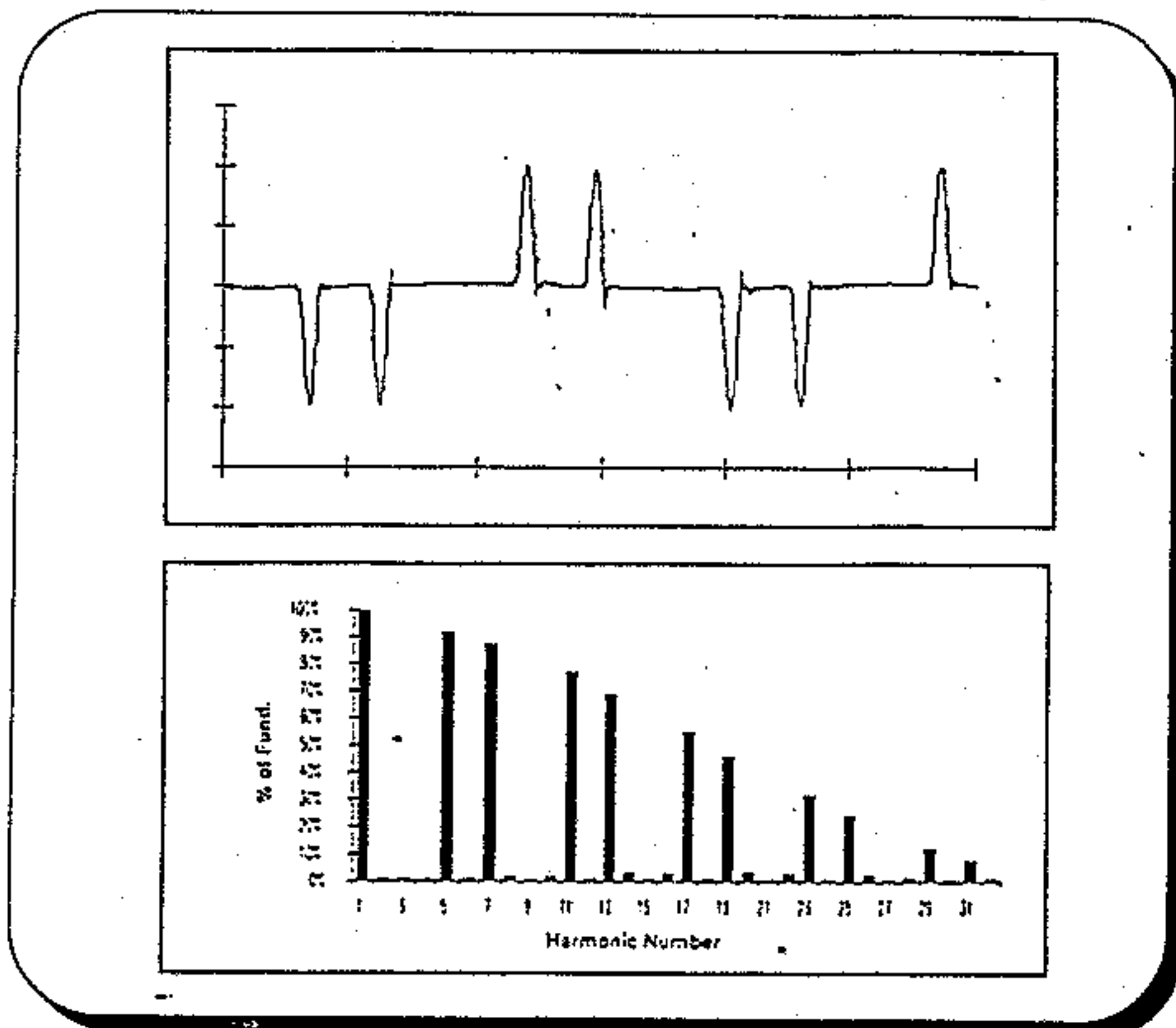


obr.3.10 b



obr.3.10 c

Průběh proudu a harmonické spektrum měniče s VSI -PWM je na obr. 3.11

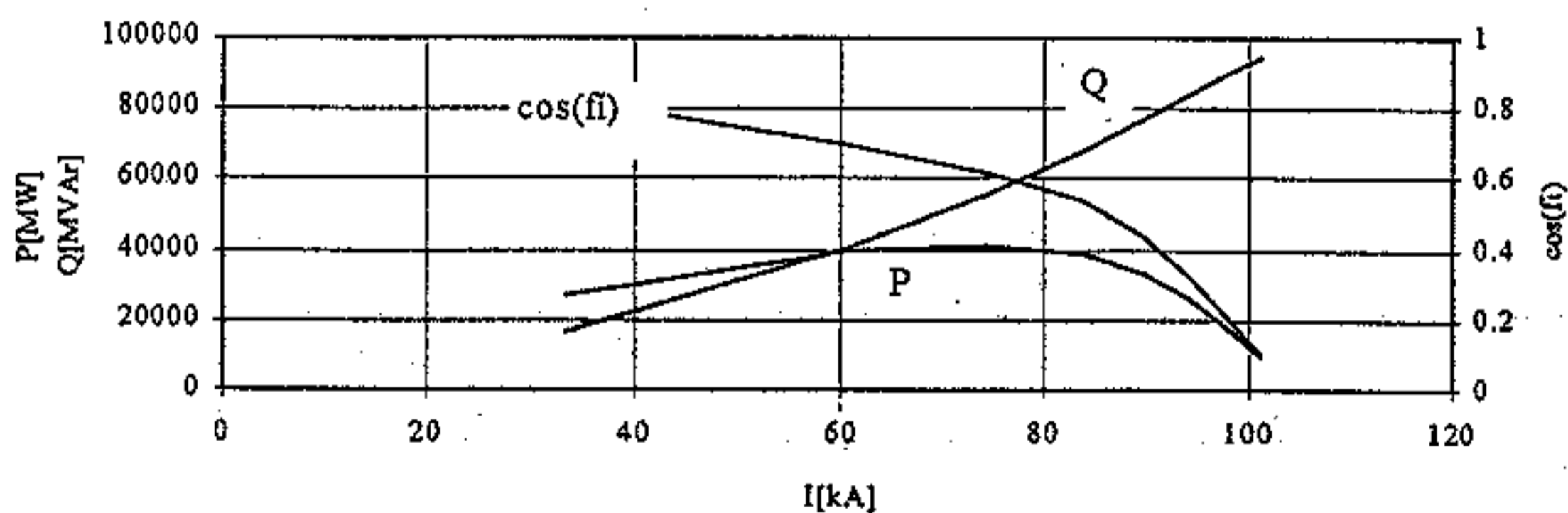


obr.3.11

3.5.5. Obloukové pece

Elektrické obloukové pece (dále EOP) jsou díky svým velkým výkonům jedním z největších zdrojů rušení. Díky dynamickému charakteru procesu tavby je EOP zdrojem proudového spektra od desetin Hz až po stovky kHz. Velké potíže způsobují subharmonické v rozmezí 6 až 20 Hz, uplatňující se při vzniku flickeru, kolísání napětí a nerovnoměrnosti odběru proudu. Velikost produkovaných proudů vyšších harmonických lze s konečnou platností určit pouze na již dokončeném zařízení měřením a v období projektové přípravy se vychází z naměřených hodnot na obdobných, již pracujících, pecích. Pro napájení obloukové pece se převážně používají transformátory se zapojením Dy, které zabraňuje pronikání nulové složky všech frekvencí do napájecí sítě. Tento efekt se zvláště projevuje při potlačení silné nulové složky u třetí, šesté, deváté, atd. harmonické. Jelikož i přes veškerou snahu vznikají u obloukové pece nesymetrie, pronikají, díky své sousledné a zpětné složce, harmonické násobku tří do sítě. Při provozu obloukové pece vznikají také značně velké sudé harmonické, způsobené nesymetrickým posunem proudu nad osu. Je to důsledkem tzv. ventilového (usměrňovacího) jevu.

Pracovní charakteristika EOP



3.6. Mezní hodnoty vyšších harmonických

Základem pro určení velikosti mezních hodnot vyšších harmonických je hladina nízkého napětí (dále nn). Pro hladinu nn jsou velikosti kompatibilní úrovně stanoveny s ohledem na možnost vzniku rušení připojených zařízení (asynchronní motory, TV přijímače, výpočetní techniku, ostatní elektroniku). Mezní hodnoty vyšších harmonických napětí, která se mohou vyskytovat ve veřejné napájecí síti nn, jsou uvedeny ve středním sloupci v tab. 3.6., která byla získána dlouhodobým pozorováním a je součástí normy ČSN IEC 1000-2-2. V podstatě se jedná o hodnoty odpovídající třídě II. Kompatibilní úrovně tříd I. a III. byly odvozeny později a jsou výsledkem optimalizace kompatibilních úrovní v elektroenergetickém systému a především v průmyslových sítích a hodnoty jsou v souladu s IEC 1000-2-4 (ČSN EN 61000-2-4).

Tabulka kompatibilních hodnot vyšších harmonických napětí pro hladinu nn

Řád harmonické n	Přípustná hodnota u_{nVT} v % U_1		
	tř.I	tř.II	tř.III
Liché hodnoty nedělitelné třemi harmonických			
5	3.0	6.0	8.0
7	3.0	5.0	7.0
11	3.0	3.5	5.0
13	3.0	3.0	4.5
17	2.0	2.0	4.0
19	1.5	1.5	4.0
23	1.5	1.5	3.5
25	1.5	1.5	3.5
>25	$0,2 + 12,5/n$	$0,2 + 12,5/n$	$5 \times \text{SQR}(11/n)$
Liché hodnoty dělitelné třemi harmonických			
3	3.0	5.0	6.0
9	1.5	1.5	2.5
15	0.3	0.3	2.0
21	0.2	0.2	1.75
>21	0.2	0.2	1.0
Sudé harmonické			
2	2.0	2.0	3.0
4	1.0	1.0	1.5
6	0.5	0.5	1.0
8	0.5	0.5	1.0
10	0.5	0.5	1.0
>10	0.2	0.2	1.0

tab. 3.6.

Celkové harmonické zkreslení napětí je dáno ČSN EN 61000-2-4

třída I 5%

třída II 8%

třída III 10%

Problematika stanovení kompaktabilních mezí v sítích vn a vvn je řešena v normách PNE 33 3430, existují dva základní přístupy. Prvý přístup vychází z materiálu VDEW "Zásady pro posuzování zpětných vlivů", druhý pak z materiálů a návrhů IEC. Obě metodiky stanovují příspěvky rušení od jednotlivých odběratelů připojených ve společném napájecím bodě (PCC) tak, aby mohl dodavatel garantovat všem odběratelům elektrickou energii předepsané kvality.

3.6.1. Stanovení příspěvku odběratele k znečištění sítě vyššími harmonickými

Příspěvek odběratele je možné zanedbat (připojení vždy přípustné), pokud je splněna podmínka:

$$\frac{S_{odb}}{S_{kV}} \leq \frac{1}{1000} \quad (3.80)$$

S_{odb} - zdánlivý výkon připojovaného zařízení

S_{kV} - zkratový výkon ve společném napájecím bodě (PCC)

3.6.1.1. Stanovení příspěvku dle normy PNE 33 3430 (metodika VDEW)

V případě, že není podmínka (vzorec 3.80) splněna, je nutná podrobnější analýza. Pokud je již zařízení instalované je vhodné provést měření.

Výpočet B_n

$$B_n = \frac{Z_n \cdot k_{pv} \cdot \sqrt{3} \cdot I_n}{u_{nVT} \cdot U_1} \cdot 100 \quad (3.81)$$

kde Z_n je impedance sítě při kmitočtu n-té harmonické [Ohm]

k_{pv} je činitel soufáznosti 0.3-1

u_{nVT} je kompatibilní mez nn viz. tab. 3.6. [%] pro třídu II.

U_1 je jmenovité sdružené napětí v odběrovém bodě pro $n=1$ [V]

I_n můžeme určit měřením, nebo z následujícího vzorce:

$$I_n = \frac{S_{odb}}{\sqrt{3} U_1} \cdot \frac{i_{np}}{100} \quad (3.82)$$

kde: S_{odb} je zdánlivý výkon zařízení (měniče frekvence)

i_{np} je proud dané harmonické

Určení B_{max}

B_{max} je největší hodnota ze všech B_n (kde n je řád harmonické $n=2..25$)

Napětí vyšších harmonických v síti vznikají spolupůsobením všech zařízení na hladinách nízkého, vysokého a velmi vysokého napětí. Z předchozí věty je zřejmé, že jedno zařízení se smí na celkové hodnotě rušení podílet pouze částečně.

Nejvyšší hodnoty harmonických napětí se zpravidla vyskytují v sítích nízkého napětí, neboť zde se sčítají podíly příslušných úbytků napětí vzniklé ve všech napěťových hladinách.

$$u_{nvv} + u_{nvn} + u_{nnn} \quad (3.83)$$

Výsledné napětí vyšší harmonické v příslušné napěťové hladině musí být s ohledem na elektromagnetickou kompatibilitu rovno a nebo menší než je přípustná hladina pro danou napěťovou úroveň. Proto může každý ze tří zdrojů v jednotlivých napěťových úrovních přispívat podílem:

$$u_n = k_N \cdot u_{nVT} \quad (3.84)$$

kde k_N je činitel napěťové úrovně

nízké napětí $k_{N,m}$	0,2 až 0,3
vysoké napětí $k_{N,vn}$	0,4 až 0,7
velmi vysoké napětí $k_{N,vvn}$	0,1 až 0,3

tab. 3.7.

Celkový součet součinitelů pro všechny tři úrovně bývá roven jedné. Velikost jednotlivých součinitelů se volí podle zkušeností. U harmonických jejichž řád je násobkem tří nedochází ke sčítání v různých napěťových hladinách koeficient pro nízké napětí $k_{N,m}=1$.

Rozdělení přípustných úrovní mezi jednotlivé odběratele vychází ze vztahu:

$$k_A = \frac{S_0}{S_T} \quad (3.85)$$

S_0 - sjednaný výkon odběratele

S_T - vztažná hodnota výkonu rovná 70% zdánlivého výkonu transformátoru napájecího danou sítí

k_A - činitel připojení

Činitele k_A se využije při vyhodnocování velikosti maximálního činitele rušení B_{max} .

$B_{max} < 0,02$	Produkce vyšších harmonických je jen nepatrná, zařízení je možné připojit.
$B_{max} < k_A \cdot k_N$	Produkce vyšších harmonických leží z hlediska poměru výkonů pod přípustnou hodnotou, zařízení je možné připojit. Normální postup.
$B_{max} < k_N$	Produkce vyšších harmonických leží pod hodnotou přípustnou pro síťovou úroveň. Pokud určitý počet zákazníků plně nevyžaduje celé své podíly, je možné i v tomto případě souhlasit s připojením.
$B_{max} > k_N$	Zařízení produkuje nepřipustně vysoké harmonické proudy.

tab. 3.8.

3.6.1.2 Stanovení příspěvku dle normy PNE 33 3430 -1 (metodika IEC)

V sítích vysokého a velmi vysokého napětí:

Mezní hodnota příspěvku i -tého odběratele E_{ni} se stanoví z rovnice:

$$E_{ni} = G_{ns} \left(\frac{P_i}{P_t} \right)^{\frac{1}{\alpha}} \quad (3.86)$$

kde: E_{ni} je přípustný příspěvek i -tého odběratele k n -té harmonické napětí v PCC, vyjádřený v procentech jmenovitého napětí sítě

Tabulka mezních hodnot vyšších harmonických napětí pro hladiny vn a vvn

Řád harmonické n	Mezní hodnota	
	sítě vn	sítě vvn
liché harmonické		
3	3	2
5	4	2
7	3	2
9	0,9	0,9
11	2,7	1,5
13	2,1	1,5
15	0,3	0,3
17	1,7	1
19	1,3	1
21	0,2	0,2
23	1,3	0,7
25	1,3	0,7
>25	0,2+5/n	0,1+2,5/n
sudé harmonické		
2	1,5	1
4	0,7	0,7
6	0,5	0,5
8	0,3	0,2
>8	0,2	0,2

tab. 3.9.

G_{ns} je mezní hodnota n -té harmonické napětí (v procentech jmenovitého napětí) ve vyšetřované síti viz. tab 3.9

P_i je sjednaný maximální příkon i -tého odběratele

P_t je výkon, který je možno odebírat z distribuční sítě při daném provozu

α koeficient určující soufáznost

$$\alpha = 1 \in \{n < 11\} \quad (3.87)$$

$$\alpha = 1.4 \in \{11 < n < 13\} \quad (3.88)$$

$$\alpha = 2 \in \{n > 13\} \quad (3.89)$$

3.7. Výpočet impedancí sítí pro frekvence vyšších harmonických

Z definice impedance jednotlivých prvků elektrických sítí vyplývá, že její velikost je při různých kmitočtech podstatně odlišná od impedance při 50 Hz, pro kterou je navržena. Při jejich určování je nutné věnovat zvláštní pozornost rezonančním jevům. Pokud nastanou rezonance sítě na frekvenci některé harmonické může její napětí nabývat obzvláště vysoké hodnoty, čímž se nebezpečně zvyšuje možnost rušení dalších odběratelů. Při určování impedance sítě ve společném napájecím bodě (PCC) se vychází z náhradního schématu na obr. 3.8., ve kterém je celková kapacita sítě složená z kapacit vedení a případně z kapacit kondenzátorových baterií pro kompenzaci účinníku, reprezentována kondenzátorem připojeným na přípojnicí sítě a chová se jako paralelní rezonanční obvod. Induktivní reaktance je tvořena převážně reaktancí napájecího transformátoru a reaktancí vedení, s níž je dále v sérii reaktance v nadřazeném síťovém bodě Q vypočtená ze zkratového výkonu. Tlumicí odpor obvodu je tvořen především činným zatížením sítě.

Rezonanční frekvence obvodu je dána vztahem:

$$f_{rez} = 50 \sqrt{\frac{S_k}{Q_c}} \quad (3.90)$$

kde Q_c je nabíjecí výkon sítě

S_k je zkratový výkon na přípojnicí

Impedance v nadřazeném síťovém bodě Q :

$$Z_{kQv} = \frac{f_n}{50} \cdot \frac{U_n^2}{S_{kQ}} \quad (3.91)$$

Pro další výpočty je možné uvažovat pouze induktivní složku impedance

Impedance transformátorů:

Impedance transformátoru pro vyšší harmonické je přibližně rovna jeho reaktanci

Podélná impedance vedení:

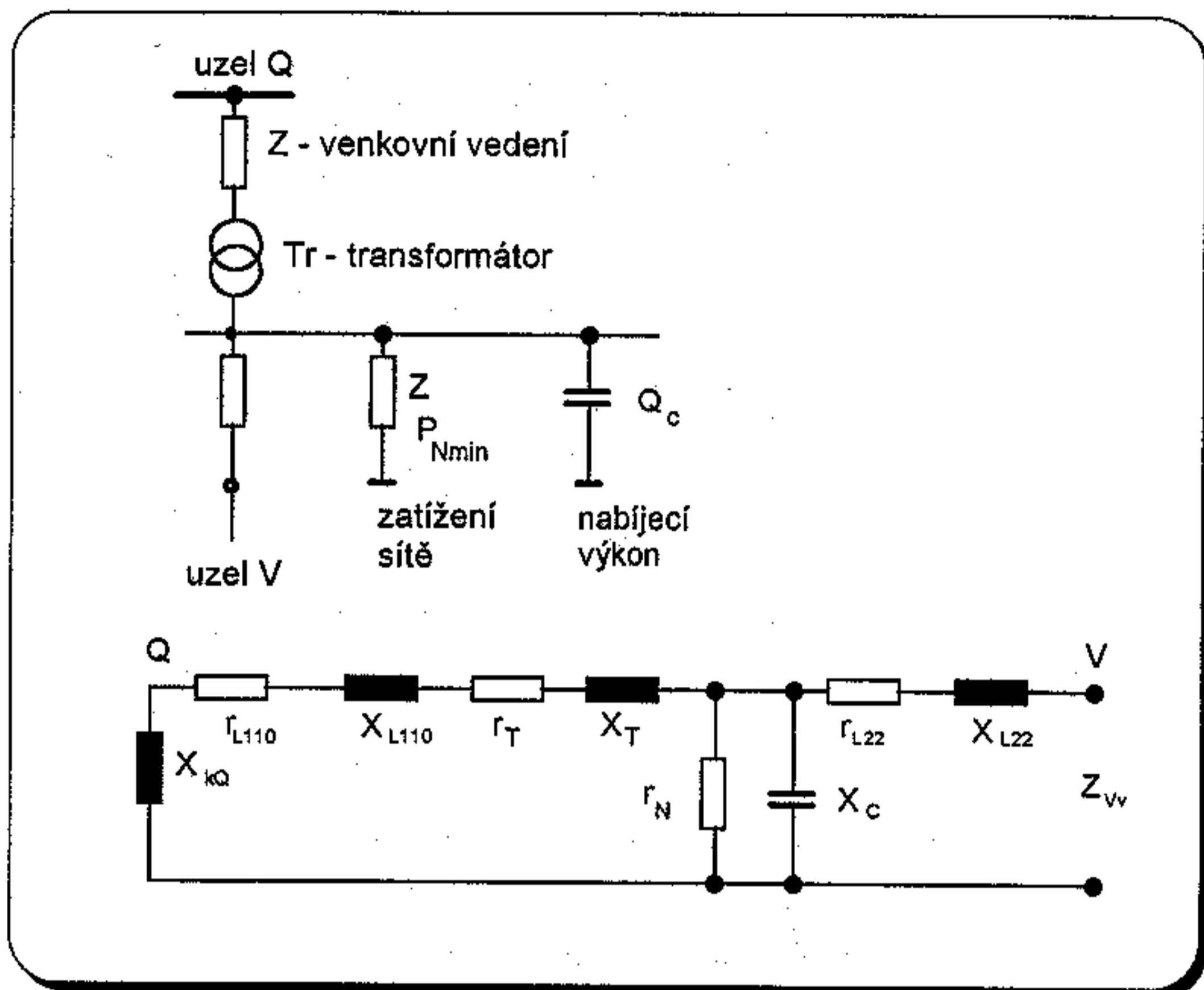
Neuvažujeme vliv skinefektu. Reaktance je dána vztahem:

$$X_{Vv} = \frac{f}{50} \cdot X_V \quad (3.92)$$

Příčná impedance vedení a kondenzátorů:

Kapacitní jalové výkony sítě Q_c jsou určeny především jalovými výkony vedení a jalovými výkony nehrazených kondenzátorů pro kompenzaci účinníku. Výsledná impedance je dána vztahem:

$$Z_c \cong X_c = \frac{50 U_n^2}{f Q_c} \quad (3.93)$$



obr. 3.8.

Impedance zátěže sítě:

Velikost impedance sítě na frekvenci blízké první paralelní rezonanci závisí na tlumícím účinku ohmické zátěže. Činnou složku rozběhové impedance motorů můžeme zanedbat. Impedance sítě dosahuje nejvyšší hodnoty při minimální činné zátěži $P_{\text{čmin}}$. V energetických sítích je $P_{\text{čmin}}$ rovno asi 2/3 slabého zatížení sítě.

3.8. Souměrné složky vyšších harmonických

V trojfázové soustavě, základní harmonické, nemusí vždy téci v každé fázi proudy stejné velikosti a tak způsobují nesymetrie. Hlavními příčinami nesymetrií jsou rozdílné velikosti zátěží v jednotlivých fázích. Nestejná velikost je samozřejmě možná i u nelineárních zátěží (zdrojů vyšších harmonických), které pak produkují nesymetrické proudy resp. napětí vyšších harmonických.

Pro řešení této problematiky je možné použít rozklad na souměrné složky.

Nesymetriemi vyšších harmonických se dá například vysvětlit pronikání třetí harmonické (sousedné a zpětné složky) a jejich násobků přes transformátory Dy a v sítích s neuzemněným středem.

Pro základní kmitočet platí následující transformační vztahy:

$$\begin{bmatrix} \hat{U}_A \\ \hat{U}_B \\ \hat{U}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \hat{a}^2 & \hat{a} \\ 1 & \hat{a} & \hat{a}^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{U}_0 \\ \hat{U}_1 \\ \hat{U}_2 \end{bmatrix} \quad (3.94)$$

$$[\hat{U}_{ABC}] = [T] \cdot [\hat{U}_{012}] \quad (3.95)$$

$$T^{-1} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \hat{a} & \hat{a}^2 \\ 1 & \hat{a}^2 & \hat{a} \end{bmatrix} \quad (3.96)$$

kde: $a = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$

Pro souměrné složky vyšších harmonických platí následující postup složený ze tří etap:

- 1) Zjistíme hlavní složkovou soustavu příslušné harmonické
- 2) Zjistíme odchylky způsobené nesymetrií
- 3) Zjistíme souměrné složky

Analýza jednotlivých harmonických ukazuje, že hlavní složkovou soustavu pro harmonickou typu ($n \in \mathbb{N}$) tvoří

při: $3n$ netočivou složkovou soustavu
 $3n+1$ souslednou složkovou soustavu
 $3n+2$ zpětnou složkovou soustavu

Zbývající dvě složkové soustavy jsou vedlejší a upozorňují na nesymetrii příslušné harmonické. Při symetrické soustavě jsou tyto složky rovny nule.

Pro nesymetrickou harmonickou můžeme psát:

$$\begin{bmatrix} \hat{N}_{0n} \\ \hat{N}_{1n} \\ \hat{N}_{2n} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \hat{a} & \hat{a}^2 \\ 1 & \hat{a}^2 & \hat{a} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \hat{b} & 0 \\ 0 & 0 & \hat{c} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \hat{a}^{2n} & 0 \\ 0 & 0 & \hat{a}^n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{N}_{Ans} \\ \hat{N}_{Ans} \\ \hat{N}_{Ans} \end{bmatrix} \quad (3.97)$$

kde:

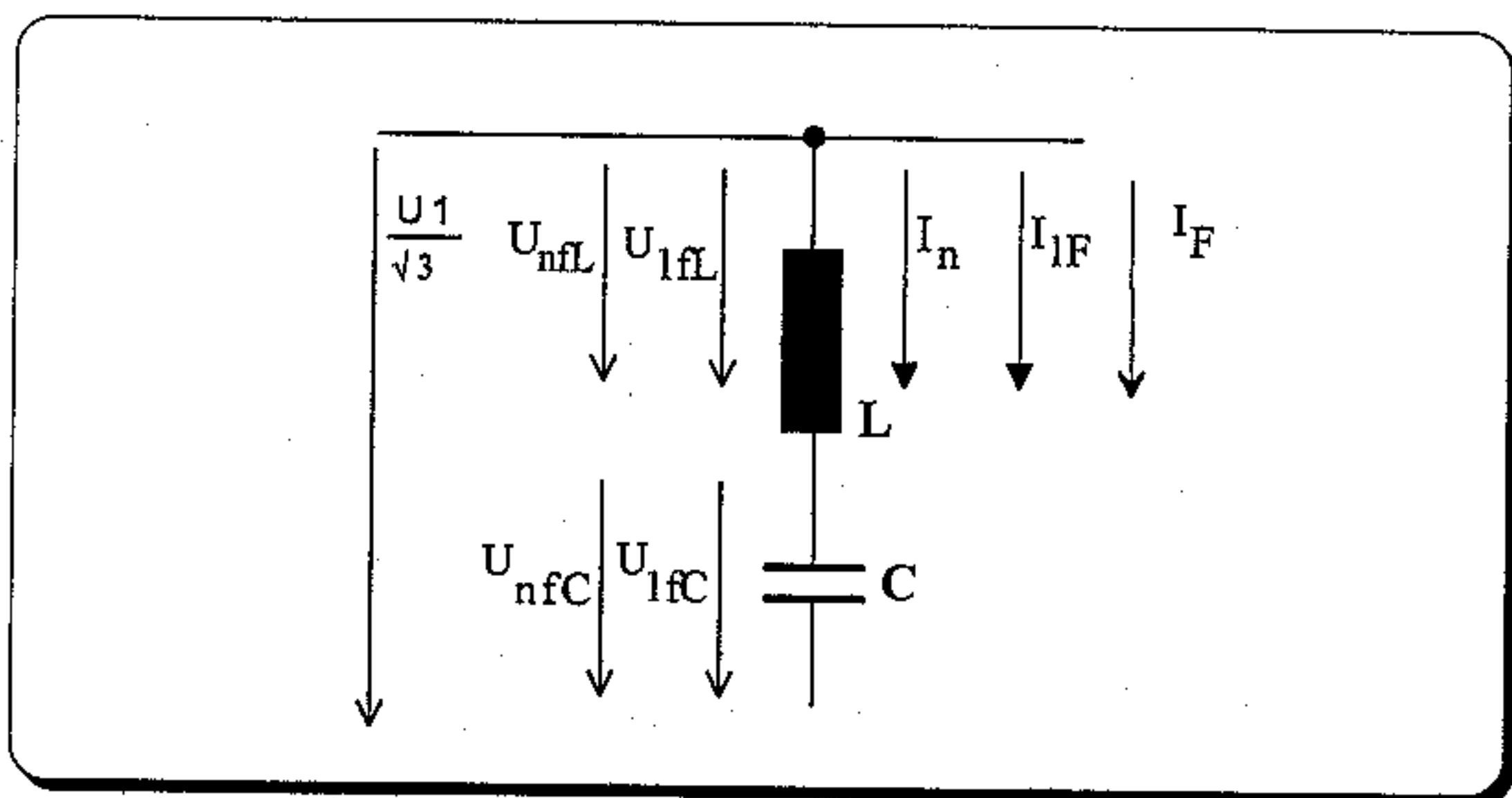
$$\hat{b} = \frac{\hat{N}_{Bn}}{\hat{N}_{Bns}} \quad \hat{c} = \frac{\hat{N}_{Cn}}{\hat{N}_{Cns}} \quad (3.98)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{N}_{Ans} \\ \hat{N}_{Bns} \\ \hat{N}_{Cns} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \hat{a}^2 & 0 \\ 0 & 0 & \hat{a}^2 \end{bmatrix}^n \cdot \begin{bmatrix} \hat{N}_{Ans} \\ \hat{N}_{Ans} \\ \hat{N}_{Ans} \end{bmatrix} \equiv [\hat{N}_{ns}] = [A]^n \cdot [\hat{N}_{Ans}] \quad (3.99)$$

Prvky matice $[\hat{N}_{ns}]$ jsou fázory pro symetrickou soustavu příslušné harmonické.

3.9. Dimenzování rezonančního filtru

Při dimenzování filtru vycházíme z předpokladu, že filtr je zatěžován proudem základní harmonické a proudem vyšší harmonické, na kterou je nalazen. Výpočet je odvozen podle schématu na obr. 3.9.



obr. 3.9.

pro rezonanční kmitočet platí:

$$X_{nL} = X_{nC} \quad (3.100)$$

rozepsáno pro kapacitu a indukčnost:

$$n\omega_1 L = \frac{1}{n\omega_1 C} \quad (3.101)$$

Kondenzátor filtru

pro fázové napětí n-té harmonické na kondenzátoru platí:

$$U_{nC} = \frac{I_n}{n\omega_1 C} \quad (3.102)$$

napětí kondenzátoru:

$$\frac{U_1}{\sqrt{3}} = j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)I \quad (3.103)$$

z podmínky rezonance:

$$\omega L = \frac{1}{n^2 \omega C} \quad (3.104)$$

$$\frac{U_1}{\sqrt{3}} = j\frac{1}{\omega C}\left(\frac{1}{n^2} - 1\right)I = U_{1nC} \frac{n^2 - 1}{n^2} \quad (3.105)$$

$$U_{1nC} = a \frac{U_1}{\sqrt{3}} \quad a = \frac{n^2}{n^2 - 1} \quad (3.106)$$

trojfázový výkon první harmonické:

$$Q_{1C} = 3 \frac{U_{1nC}^2}{X_{1C}} = a^2 \frac{U_1^2}{X_{1C}} \quad (3.107)$$

trojfázový výkon n-té harmonické:

$$Q_{nC} = 3X_{nC}I_n^2 = 3\frac{X_{1C}}{n}I_n^2 \quad (3.108)$$

$$X_{1C} = \frac{1}{\omega_1 C} \quad X_{nC} = \frac{1}{n\omega_1 C} = \frac{X_{1C}}{n} \quad (3.109)$$

výkon kondenzátoru:

$$Q_C = Q_{C1} + Q_{Cn} \quad (3.110)$$

zavedeme:

$$g = \frac{Q_{C1}}{Q_{Cn}} \quad g = \frac{a^2 U_1 n}{3I_n^2 X_{1C}^2} \quad (3.111)$$

odtud:

$$X_{1C} = a \frac{U_1}{\sqrt{3} I_n} \sqrt{\frac{n}{g}} \quad U_{nC} = \frac{X_{1C}}{n} I_n = a \frac{U_1}{\sqrt{3}} \frac{1}{\sqrt{gn}} \quad (3.112)$$

celkové napětí na kondenzátoru:

$$U_{nC} = \sqrt{U_{1nC}^2 + U_{nC}^2} = a \frac{U_1}{\sqrt{3}} \sqrt{1 + \frac{1}{gn}} \quad (3.113)$$

jmenovité napětí kondenzátoru:

$$U_{fCN} = p U_{nC} \quad p > 1 \quad (\text{obvykle } 1,1)$$

jmenovitý proud:

$$I_{CN} = \frac{U_{fCN}}{X_{C1}} = p \frac{I_n}{n} \sqrt{1 + gn} \quad (3.114)$$

jmenovitý výkon:

$$Q_{CN} = 3 U_{fCN} \cdot I_{CN} = p^2 \sqrt{3} a U_1 I_n \frac{1+gn}{gn} \sqrt{\frac{g}{n}} \quad (3.115)$$

dovolená zatížitelnost kondenzátoru:

$$I_{CN}^{\max} = k \cdot I_{CN} \quad k=1,3 \quad (3.116)$$

proud první harmonické:

$$I_{1F} = \frac{U_{1nC}}{X_{1C}} = I_n \sqrt{\frac{g}{n}} \quad (3.117)$$

celkový proud filtru:

$$I_F = \sqrt{I_{1F}^2 + I_n^2} = I_C \quad I_C = I_n \sqrt{1 + \frac{g}{n}} \quad (3.118)$$

celkový proud filtru I_C je roven dovolené zatížitelnosti kondenzátoru:

$$I_{CN}^{\max} = I_C = k I_{CN} \quad (3.119)$$

$$I_n \sqrt{1 + \frac{g}{n}} = k p \frac{I_n}{n} \sqrt{1 + gn} \quad (3.120)$$

$$p = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{n(g+n)}{1+gn}} \quad (3.121)$$

jmenovité napětí kondenzátoru:

$$U_{fCN} = \frac{1}{k} a \frac{U_1}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{g+n}{g}} \quad (3.122)$$

jmenovitý výkon kondenzátoru:

$$Q_{CN} = \frac{1}{k^2} a \sqrt{3} U_1 I_n \frac{g+n}{\sqrt{gn}} \quad (3.123)$$

jmenovitý proud kondenzátorem:

$$I_{CN} = \frac{1}{k} I_n \sqrt{\frac{g+n}{n}} \quad (3.124)$$

proud filtrem:

$$I_F = I_C = I_L = I_n \sqrt{1 + \frac{g}{n}} \quad (3.125)$$

kapacitní výkon filtru pro první harmonickou:

$$Q_{C1} = a \sqrt{3} U_1 I_n \sqrt{\frac{g}{n}} = \frac{k^2 g}{g+n} Q_{CN} \quad (3.126)$$

Tlumivka filtru

z rezonance určíme:

$$L_N = \frac{1}{n^2 \omega_1^2 C_N} \quad (3.127)$$

kde:

$$C_N = \frac{1}{\omega_1 X_{1C}} = \frac{\sqrt{3} I_n}{a \omega U_1} \sqrt{\frac{g}{n}} \quad (3.128)$$

potom:

$$L_N = \frac{a U_1}{\sqrt{3} n^2 \omega_1 I_n} \sqrt{\frac{n}{g}} \quad (3.129)$$

celkový trojfázový výkon:

$$Q_{LN} = Q_{1LN} + Q_{nLN} = 3 X_{1LN} I_{1F}^2 + 3 n X_{1LN} I_n^2 \quad (3.130)$$

protože platí:

$$X_{1LN} = \frac{X_{1CN}}{n^2} \quad (3.131)$$

potom je jmenovitý výkon:

$$Q_{LN} = 3 \frac{X_{1CN}}{n^2} I_{1F}^2 \frac{g}{n} + 3 \frac{X_{1CN}}{n} I_n^2 = \frac{k^2 (g+n^2)}{n^2 (g+n)} Q_{CN} \quad (3.132)$$

fázové napětí na tlumivce:

$$U_{\beta LN} = \sqrt{\frac{\omega_1 L_N Q_{LN}}{3}} = \frac{a U_1}{\sqrt{3} n^2} \sqrt{\frac{g+n^2}{g}} \quad (3.133)$$

V praxi se však tlumivka dimenzuje na plné napětí s ohledem na možný průraz kondenzátoru.

výkon filtru pro první harmonickou:

$$Q_{KOMP} = Q_{C1} - Q_{L1} \quad (3.134)$$

$$Q_{C1} = \frac{k^2 g}{g+n} Q_{CN} \quad (3.135)$$

$$Q_{L1} = 3 X_{1LN} I_{1F}^2 = 3 \frac{X_{1CN}}{n^2} I_n^2 \frac{g}{n} = \sqrt{3} a U_1 I_n \frac{g}{n^3} \sqrt{\frac{n}{g}} = \sqrt{3} a U_1 I_n \frac{g}{n^2 \sqrt{gn}} \quad (3.136)$$

$$Q_{L1} = \frac{k^2 g}{n^2(g+n)} Q_{CN} = \frac{Q_{C1}}{n^2} \quad (3.137)$$

Kompenzační výkon:

$$Q_{KOMP} = Q_{C1} - Q_{L1} = Q_{C1} \frac{n^2-1}{n^2} \quad (3.138)$$

$$Q_{KOMP} = \frac{Q_{C1}}{a} \quad (3.139)$$

VZTAHY PRO NÁVRH FILTRU:

$$Q_{KOMP} = \frac{Q_{C1}}{a} \quad a = \frac{n^2}{n^2-1} \quad (3.140)$$

$$g = \frac{n Q_{KOMP}^2}{3 U_1^2 I_n^2} = \frac{n Q_{C1}^2}{3 a^2 U_1^2 I_n^2} \quad (3.141)$$

$$U_{\beta CN} = \frac{1}{1,3} a \frac{U_1}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{g+n}{g}} \quad (3.142)$$

$$Q_{CN} = \frac{1}{1,69} a \sqrt{3} U_1 I_n \frac{g+n}{\sqrt{gn}} \quad (3.143)$$

$$I_{CN} = \frac{1}{1,3} I_n \sqrt{\frac{g+n}{n}} \quad (3.144)$$

$$I_{1F} = I_n \sqrt{\frac{g}{n}} \quad (3.145)$$

$$I_F = I_C = I_L = I_n \sqrt{1 + \frac{g}{n}} \quad (3.146)$$

$$X_{1c} = a \frac{U_1}{\sqrt{3} I_n} \sqrt{\frac{n}{g}} \quad (3.147)$$

$$Q_{C1} = a\sqrt{3} U_1 I_n \sqrt{\frac{g}{n}} = \frac{1,69g}{g+n} Q_{CN} \quad (3.148)$$

$$C_N = \frac{\sqrt{3} I_n}{a\omega_1 U_1} \sqrt{\frac{g}{n}} \quad (3.149)$$

$$L_N = \frac{aU_1}{\sqrt{3} n^2 \omega I_n} \sqrt{\frac{n}{g}} = \frac{1}{n^2 \omega C_N} \quad (3.150)$$

$$U_{\beta LN} = \frac{aU_1}{\sqrt{3} n^2} \sqrt{\frac{g^2+n^2}{g}} \quad (3.151)$$

$$Q_{LN} = \frac{1,69(g+n^2)}{n^2(g+n)} Q_{CN} \quad (3.152)$$

4. MEZILEHLÉ HARMONICKÉ

4.1. Všeobecný popis

Mezilehlými harmonickými rozumíme všechny sinusové průběhy napětí a proudu jejichž frekvence nejsou celočíselným násobkem frekvence sítě (50 Hz).

$$\mu = \frac{f_{\mu}}{50} \quad (4.1)$$

Tato napětí způsobují přídavná zkreslení napěťové křivky a na rozdíl od vyšších harmonických nejsou periodická vůči frekvenci 50 Hz. Zdroji mezilehlých harmonických jsou převážně měniče frekvence např.:

- měniče s meziobvodem
- přímé měniče
- podsynchronní usměrňovací kaskády

Dalšími zdroji mezilehlých harmonických jsou elektronická cyklová zařízení vyznačující se připínáním a odpínáním jednotlivých sinusovek napětí na spotřebič (např. tepelné zařízení). Takto vzniklé mezilehlé harmonické je nutné brát v úvahu, protože mohou být na frekvenci využívané k přenosu signálu HDO. Stroje s periodicky se měnícím zátěžným momentem (např. pohony s excentrem, kovářské lisy) také způsobují mezilehlé harmonické, větší význam však mají z hlediska kolísání napětí a flickeru.

Úměrně k zatížení sítě vyššími harmonickými mohou vznikat postranní pásma mezilehlých harmonických s odstupem 100 a 200 Hz.

4.2 Hodnocení rušivého vlivu mezilehlých harmonických

Pro hodnocení se používá vztažné hodnoty napětí mezilehlé harmonické (u_μ), která je dána podílem:

$$u_\mu = \frac{U_\mu}{U} \quad (4.2)$$

U_μ - velikost napětí mezilehlé harmonické

U - velikost jmenovitého napětí sítě

Hlavní důvody omezování vlivu mezilehlých harmonických:

- možnost vzniku flicker-efektu:

Při nepříznivé frekvenci a trvalém vlivu mezilehlé harmonické může teoreticky již při hodnotách $u_\mu = 0,15\%$ dojít k rušivému flickeru

- možnost rušení přijímačů HDO:

Okamžik překročení prahu jejich citlivosti (obvykle větší 0,3%)

Vzhledem k hodnotě rušení HDO byla zvolena přípustná úroveň mezilehlých harmonických na 0,2%.

Sečtení napětí mezilehlých harmonických od více zdrojů může nastat pouze pokud mají stejnou frekvenci a fázi. Tato podmínka je při nezávislých zdrojích náhodná a je splněna jen po krátkou dobu. V provozu je možné při libovolném počtu zdrojů počítat s maximálně dvojnásobkem nejvyššího napětí mezilehlé harmonické.

Pokud velikost napětí mezilehlé harmonické od jednoho zařízení nepřekročí hodnotu 0,1% nedojde s velkou pravděpodobností k rušení.

Jestliže z nějakého důvodu potřebujeme tuto hodnotu překročit, potom musíme dbát na to, aby vzniklé frekvence nepřekročily kritéria pro flicker a neleželi v oblasti frekvencí HDO užívané v daném místě a jejich postranních pásmech ± 100 Hz od frekvence HDO.

4.3. Výpočet frekvence mezilehlých harmonických

Největší amplitudy mezilehlých harmonických se nejčastěji vyskytují u měničů frekvence zpravidla jako postranní pásma základní harmonické 50 Hz ($n = 1$). Rovněž se vyskytují postranní pásma nejvýraznější vyšší harmonické (charakteristická harmonická) typické pro daný měnič. Frekvence mezilehlých harmonických f_μ je možné vypočítat z rovnice:

$$f_\mu = n \cdot 50 \pm h \cdot p \cdot f_m \quad (4.3)$$
$$h = 1, 2, 3 \dots$$

Největší amplitudy mají mezilehlé harmonické s $n = 1$.

n - řád harmonické

p - počet pulsů usměrňovače

f_m - frekvence zátěže

Frekvence zátěže většinou není pevná, ale jde o pásmo (dáno regulačním rozsahem pohonu), ve kterém se může pohybovat. V mnoha případech dojdeme k výsledku, že se mohou vyskytovat všechny frekvence v rozsahu (0 . . . 600 Hz).

4.4. Opatření pro snižování velikosti mezilehlých harmonických

U měničů frekvence s meziobvodem mohou být úrovně mezilehlých harmonických sníženy tím, že zlepšíme vyhlazení v meziobvodu.

Usměrňovače s vyšším počtem pulsů, které snižují úrovně určitých harmonických (např. 5 a 7 u dvanáctipulsního měniče) vedou současně k zmenšení amplitudy modulačních frekvencí těchto harmonických. Jiným řešením je vyvarovat se při provozu zařízení kritickým otáčkám motorů při nichž vznikají poruchy.

Zvolením odběrového bodu s vyšším zkratovým výkonem se napětí vyšších harmonických snižuje nepřímo úměrně s poměrem zkratových výkonů. Při rušení signálu HDO je možné použít hradicích členů.

5. KOLÍSÁNÍ NAPĚTÍ

5.1. Všeobecný popis

Kolísání napětí je rušivý jev, který vzniká při provozu el. zařízení s proměnlivým zatížením. Změny zatížení způsobují změny napěťových úbytků na impedanci sítě a tím dochází i ke změnám velikosti napětí v odběrových místech. Z fyzikálního hlediska lze kolísání napětí přirovnat k amplitudové modulaci. Nosným signálem je napájecí napětí o síťovém kmitočtu a modulačním signálem je časově proměnlivý úbytek. Změny napětí způsobují u světelných zdrojů, především u žárovek, změny světelného toku - flicker. Jelikož lidské oko je velice citlivé na flicker, musí být změny napětí udrženy ve velmi úzkých mezích. U zařízení jednotlivých odběratelů je proto nutné ověřit, zda změny

zátěže, vyvolané těmito zařízeními (zapínání, vypínání, střídavá zátěž atd...), nevedou k nepřipustným rušivým koeficientům flickeru.

Kolísání napětí v el. síti může mít periodický, nebo čistě stochastický charakter. Pro harmonický průběh modulace můžeme psát vztah:

$$u(t) = U_Y(1 + m \cdot \cos \Omega t) \cdot \cos \varpi \quad (5.1)$$

kde:

$m = \frac{\Delta U_Y}{U_m}$ je hloubka modulace, nebo relativní změna napětí

U_Y je amplituda síťového napětí

ΔU_Y je amplituda modulujícího napětí

vztah lze upravit na:

$$u(t) = U_Y \cdot \sin \varpi t + \frac{\Delta U_Y}{2} \cdot \cos(\varpi - \Omega)t - \frac{\Delta U_Y}{2} \cdot \cos(\varpi + \Omega) \quad (5.2)$$

Ze vztahu vyplývá, že amplitudově modulovaný signál lze rozložit na tři signály, pro něž v lineárních obvodech platí princip superpozice.

Mezní hodnoty:

K dodržení tolerančního pásma podle IEC pro pravoúhlé změny je limitem hodnota 3%. Pro kolísání napětí s frekvencí okolo 18Hz je rozhodujícím kritériem flicker a z hlediska kolísání napětí je mezní hodnota asi 0,3%.

5.2. Příčiny vzniku kolísání napětí

Důvodem vzniku kolísání napětí jsou rázové změny odebíraného proudu el. zařízení vyvolané charakterem provozu. Tyto proudy mohou být činné, nebo jalové.

Elektrické zařízení vyvolávající změny proudu je možné nahradit časově proměnnou impedancí. Velikost kolísání napětí lze určit výpočtem nebo měřením. Měření lze provést se zařízením, které připojíme přes referenční impedanci ke zdroji. Ve většině případů však měříme vliv zařízení na společný napájecí bod (PCC), potřebujeme však znát impedanci napájecí sítě.

5.3. Zdroje kolísání napětí

Zdroji kolísání napětí jsou především obloukové pece, svářecí agregáty (odporové a obloukové), řízené měniče pro napájení technologických pohonů, spouštění asynchronních motorů, všechny spotřebiče s pulzujícím odběrem a také spínání a vypínání velkých zátěží.

Dominantním zdrojem kolísání napětí jsou elektrické obloukové pece (EOP). Z technologického procesu, probíhajícího v EOP, vyplývá, že se jedná o spotřebič při jehož provozu se běžně vyskytují symetrická i nesymetrická zkraty, nesymetrická zatížení, nízký a značně kolísající účinník. EOP je také zdrojem vyšších harmonických. Pracovní cyklus EOP se dá rozdělit do dvou charakteristických časových intervalů.

První interval je dán dobou natavování. Z hlediska vzniku kolísání napětí je právě on tím významným a projevuje se převážně v prvních 30 minutách tavby. V tomto intervalu vzniklá kolísání napětí tvoří dvě frekvenční oblasti. První oblast je tvořena pomalým kolísáním s četností 0,5 až 1 krát za sekundu, kdy zkratový proud při zapálení oblouku mezi elektrodou a šrotem je 1,5 až 3 krát větší než ustálený střední proud. K zkratovým stavům též dochází vlivem sesouvání šrotu na elektrody. Druhá oblast jsou proudové změny vyskytující se s četností 2 až 20 krát za sekundu a proudy kolísají v rozsazích 15 až 50 % středního proudu. Po ukončení natavování hoří oblouk mezi elektrodou a hladinou tekutého kovu mnohem klidněji a amplituda kolísání napětí se podstatně zmenší.

Druhým zdrojem jsou fázově řízené tyristorové měniče, které se chovají jako nelineární zátěž s časově proměnnou impedancí. Vlivem řízení a komutace ventilů zde dochází k fázovému posunu mezi proudem a napětím a tím i k potřebě dodávky jalového výkonu. Kolísání jalového výkonu je zapříčiněno změnou úhlu zapnutí, kterým je podmíněna regulace otáček napájených pohonů. Proměnným charakterem zátěže těchto pohonů se mění činná a částečně jalová složka výkonu.

Ke kolísání napětí též dochází při spouštění asynchronních motorů, anebo jejich cyklická zátěž vyvolává proudové rázy. Množství a velikost jimi vyvolaných změn napájecího napětí je dána pracovním cyklem motorů a počtem takto pracujících spotřebičů napájených ze společného napájecího bodu (PCC).

Zvláštní skupinou zdrojů kolísání napětí jsou zařízení, u kterých se provádí regulace výkonu spínáním celých částí sinusovky. Četnost změn je závislá na počtu spínaných sinusovek v periodicky se opakujícím úseku.

5.5. Možnosti potlačení kolísání napětí

Velikost kolísání napětí lze snadno snížit tím, že se zařízení vyvolávající kolísání napětí připojí do sítě s dostatečně velkým zkratovým výkonem, nebo se provede zesílení sítě tím, že se zvětší její zkratový výkon. Zvětšením zkratového výkonu lze omezit kolísání napětí vyvolaná změnami činného i jalového výkonu.

Zvětšení zkratového výkonu je možné:

- zvětšení průřezu napájecího vedení (zdvojení přívodů) zvětšením zkratového výkonu napájecího transformátoru
- připojením nového generátoru, synchronního kompenzátoru
- zmenšení impedance napájecího vedení pomocí sériové kompenzace
- připojením do vyšší napěťové hladiny

U zařízení s velkými změnami jalového výkonu lze použít dynamickou kompenzaci.

Napájíme-li z jednoho bodu více zařízení způsobujících kolísání napětí, lze jejich společný vliv na napájecí síť snížit rozvržením doby provozu jednotlivých zařízení tak, aby pravděpodobnost kumulace rušivých účinků byla co nejmenší.

Vliv rozběhů motorů lze omezit například speciálně vinutou kotvou, nebo použitím setrvačnicku, nebo soft startem.

U svářecích agregátů lze snížit kolísání napětí blokováním překrývání napěťových pulsů, změnou tvaru svářecího pulsu, použitím stejnosměrných svářecích agregátů nebo změnou taktu svařování.

U obloukových pecí lze dosáhnout snížení kolísání napětí použitím statické (lépe však dynamické) kompenzace, změnou regulace elektrod (zamezení vzniku kmitů v nejkritičtější oblasti), použitím reaktorů a nebo přestavbou na stejnosměrné obloukové pece.

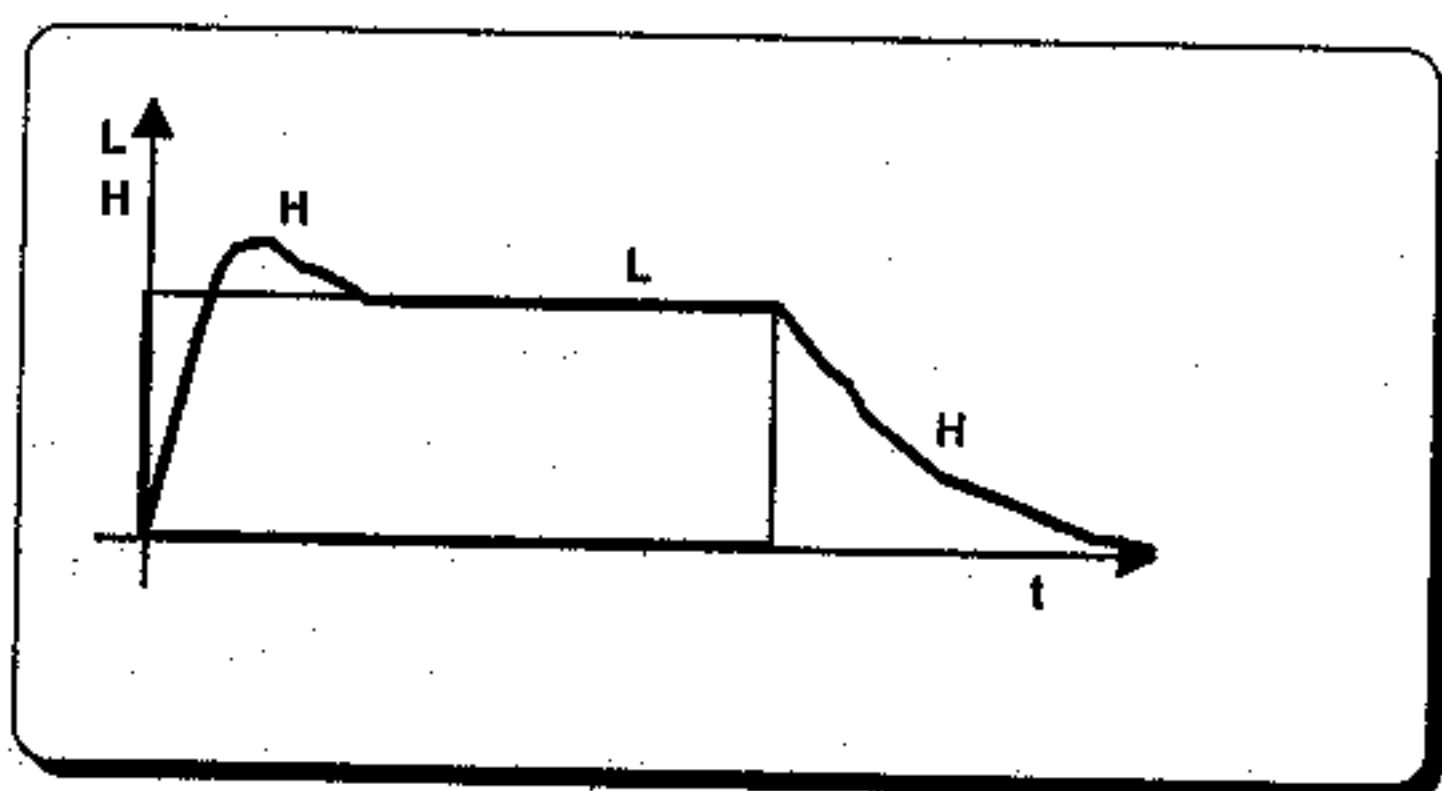
6. FLICKER

6.1. Všeobecný popis

Změny světelného toku zdrojů světla, způsobené kolísáním napětí nazýváme flicker.

Pro objektivní posouzení flickeru, je zapotřebí sestrojiti model zrakového orgánu. Při jeho sestrojení musíme vycházet z fyziologie skutečného lidského oka, zejména jeho chování v dynamickém režimu.

Při náhlém zvětšení jasu, má zrakový vjem (vnímaný jas) následující průběh. Z počátku rychle roste až do určitého maxima a následně postupně klesá, na určitou neměnnou hladinu, která odpovídá ustálenému zrakovému vjemu. Doznívání zrakového vjemu má exponenciální charakter a jeho doba záleží na jasu zorného pole, na který je oko adaptováno, a době trvání světelného podnětu. Z fyziologického hlediska je tento zrakový vjem způsoben fotochemickou reakcí na fotoreceptorech, která začíná probíhat po dopadu světelného kvanta (fotonu) na fotoreceptor. Fotoreceptor předává informaci nervovému systému. Fotochemická i nervová reakce zrakového systému neprobíhá okamžitě, ale má jisté zpoždění zrakového vjemu za světelným podnětem. Díky tomuto zpoždění přetrvává zrakový vjem po jistou dobu i po zániku světelného podnětu. Tím se vysvětluje doznívání zrakového vjemu. Receptory (fotoreceptory) mají krátkodobou paměť, která je příčinou vysílání nervového signálu i po zániku světelného podnětu, který jej vyvolal, čímž dokážou zrakový vjem prodloužit. Časový průběh světelného podnětu a jemu odpovídajícímu zrakovému vjemu je na obr. 6.1.

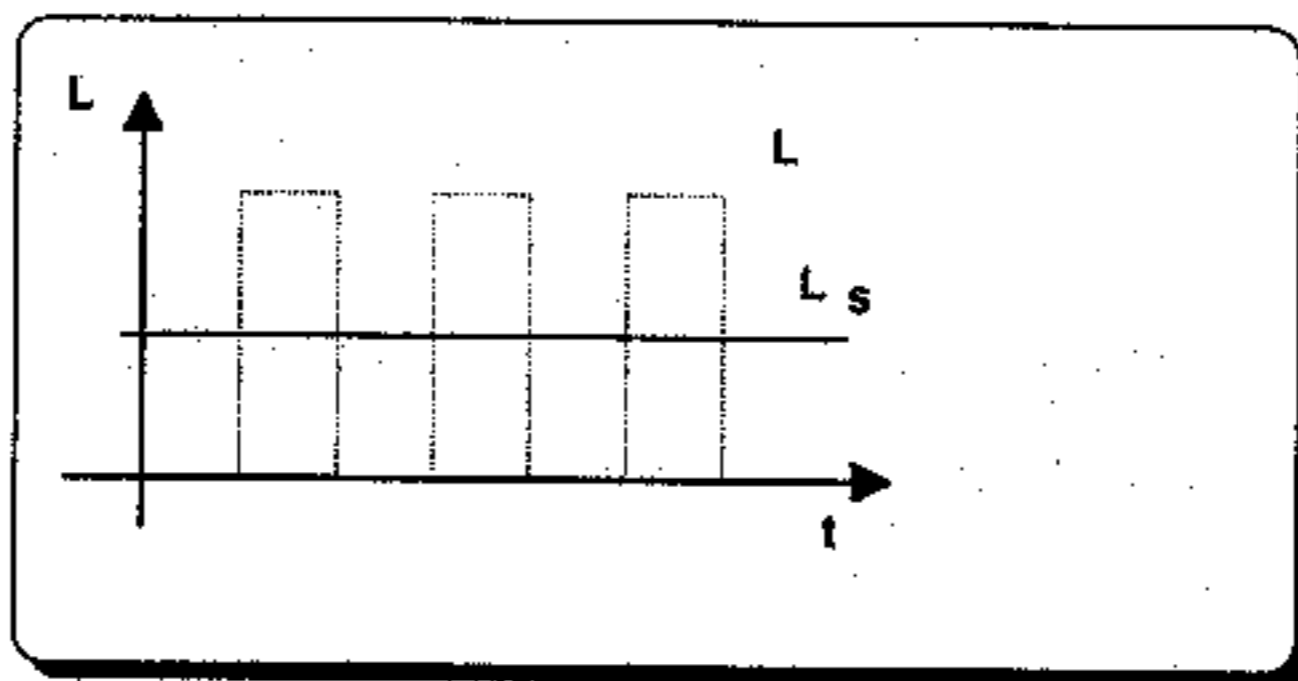


obr. 6.1.

V případě opakovaných světelných podnětů (záblesky, bliky) je vjem dán jejich integrací (integrální vjemem oka). Podle Talbotova zákona platí pro zrakový vjem $H(t)$ vztah:

$$H(t) = \frac{c}{T} \int^T L(t) \cdot dt = c \cdot L_s \quad (6.1)$$

Vztah (6.1) znamená, že zrakový vjem změn jasu $L(t)$ je stejný jako vjem konstantního jasu o hodnotě L_s , viz. obr. 6.2.



obr. 6.2.

Talbotův zákon platí za předpokladu, že frekvence přerušování světelného toku je vyšší než tzv. kritický kmitočet f_k , při kterém průměrný pozorovatel přestává vnímat mihání světla. Tomuto stavu se také říká splynutí mihání (f_k se také nazývá kmitočet splyvání). Velikost kmitočtu splyvání f_k je závislá na mnoha parametrech:

Velikosti a jasu mihajícího pole, jeho poloze vzhledem k optické ose oka, tvaru křivky mihajícího světla, úrovni adaptace (na světlo a tmu), poměru délek záblesků a tmy, poměru mezi velikostí a délkou záblesku blikajícího pole, chromatičnosti zdroje a blikajícího pole, vlivu oslnění, vlivu smyslových podnětů, vlivu věku a pohlaví, různých vlivech zevního prostředí, vlivech biorytmů, atd.

Činnost mozku je provázána mozkovými rytmy, které se vyznačují určitými frekvencemi. Charakteristickou vlastností některých rytmů je jejich možnost ovlivňování vnějšími podněty, například světelnými. Synchronizace mozkových rytmů světelnými podněty o určité frekvenci se nazývá "provokační metodou", které se využívá při vyšetřování některých chorob (např. epilepsie). Rovněž rychlé kolísání světelného toku při pracovní činnosti může vést u člověka k náchylnosti na poruchy nervového systému, nebo dokonce způsobovat fyziologickou nepohodu, až nevolnost.

Přenos zrakové informace mezi sítnicí a mozkovými centry po nervových vláknech probíhá jako obousměrný přenosový systém. Směrem do mozku je přenášena zraková informace. Směrem k oku vedou signály zajišťující jednotlivé oční pohyby, například akomodaci (/lat./, přizpůsobení, schopnost přizpůsobení, resp. nastavení, zaostření oka na vzdálený nebo naopak blízký předmět) a signály korigující funkci sítnice tak, aby bylo přenášeno pouze účelné minimum zrakové informace.

Na počátku náhlého oslnění oka je kmitočet impulsů ve zrakovém nervu závislý na intenzitě světelného toku dopadajícího na sítnici a to tak, že čím je oslnění sítnice větší,

tím je kmitočet impulsů vyšší. Dnes je všeobecně známo, že určitá nervová vlákna provádějí selektivní přenos vždy pouze určitého, poměrně úzkého, frekvenčního pásma informací a zároveň jednotlivé přenosové kanály vykazují různou citlivost, a proto jsou jednotlivé frekvenční složky zrakové informace přenášeny do mozkových center s různým útlumem. Můžeme to považovat za faktor ovlivňující citlivost zrakového ústrojí pro určité oblasti frekvence kolísání světelného toku.

6.2. Frekvenční charakteristika zrakového orgánu

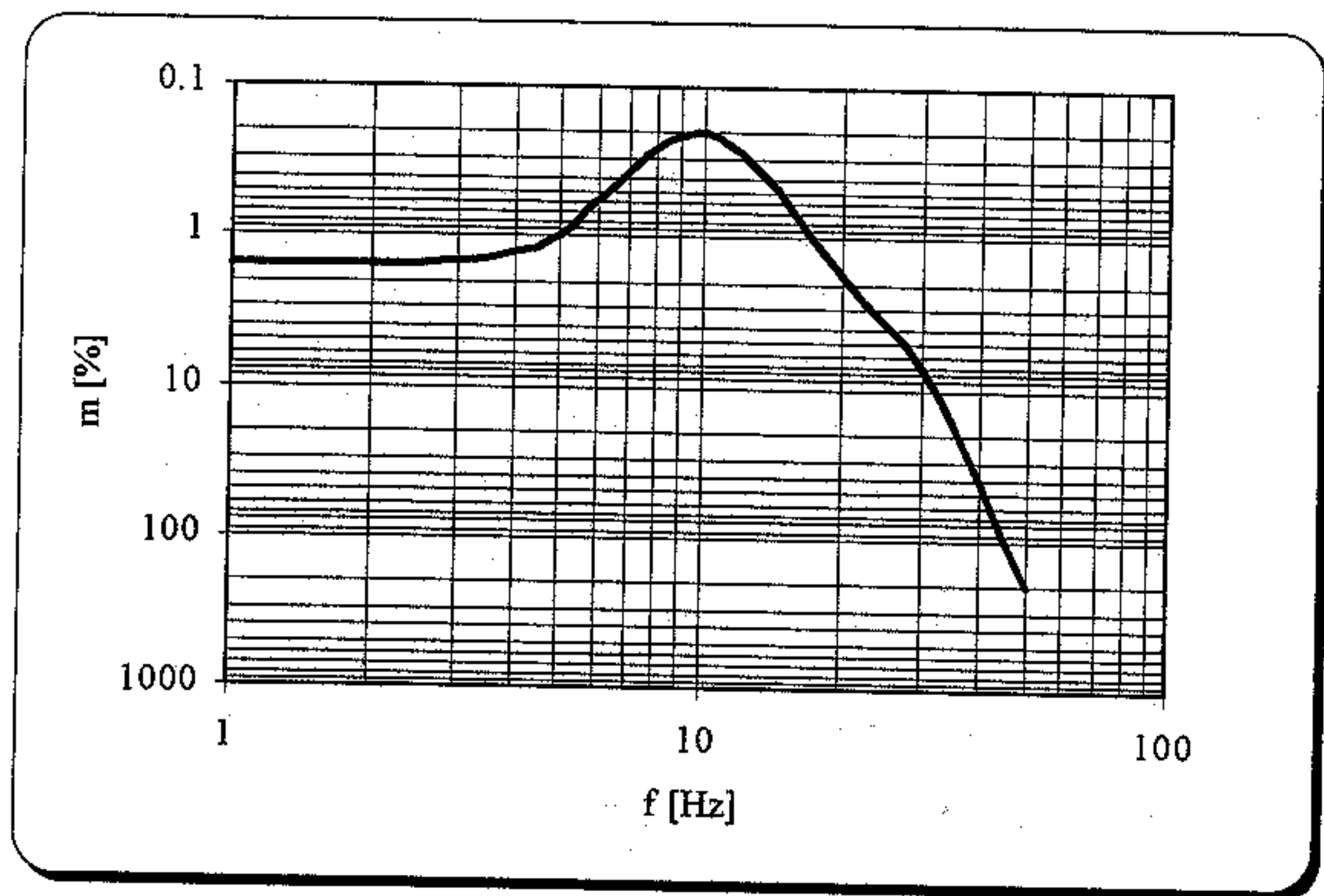
Frekvenční závislost prahu vnímání míhajícího (blikajícího) světla byla zkoumána v celé řadě zemí. Mezi nejvýznamnější patří charakteristiky, které experimentálně ověřil De Lange, který zkoumal reakce foveálního systému zrakového orgánu na světelné podněty obdélníkového tvaru, jejichž hloubka modulace je dána vztahem:

$$m = \frac{B_1}{B_0} \cdot 100 \quad (6.2)$$

kde B_1 je amplituda světelného podnětu

B_0 je průměrná hodnota světelného podnětu

Hloubka modulace se měnila v rozmezí 0,8 až 171%. Na obr.6.3. je zobrazena hraniční křivka kmitočtu splývání podnětů.



6.3.

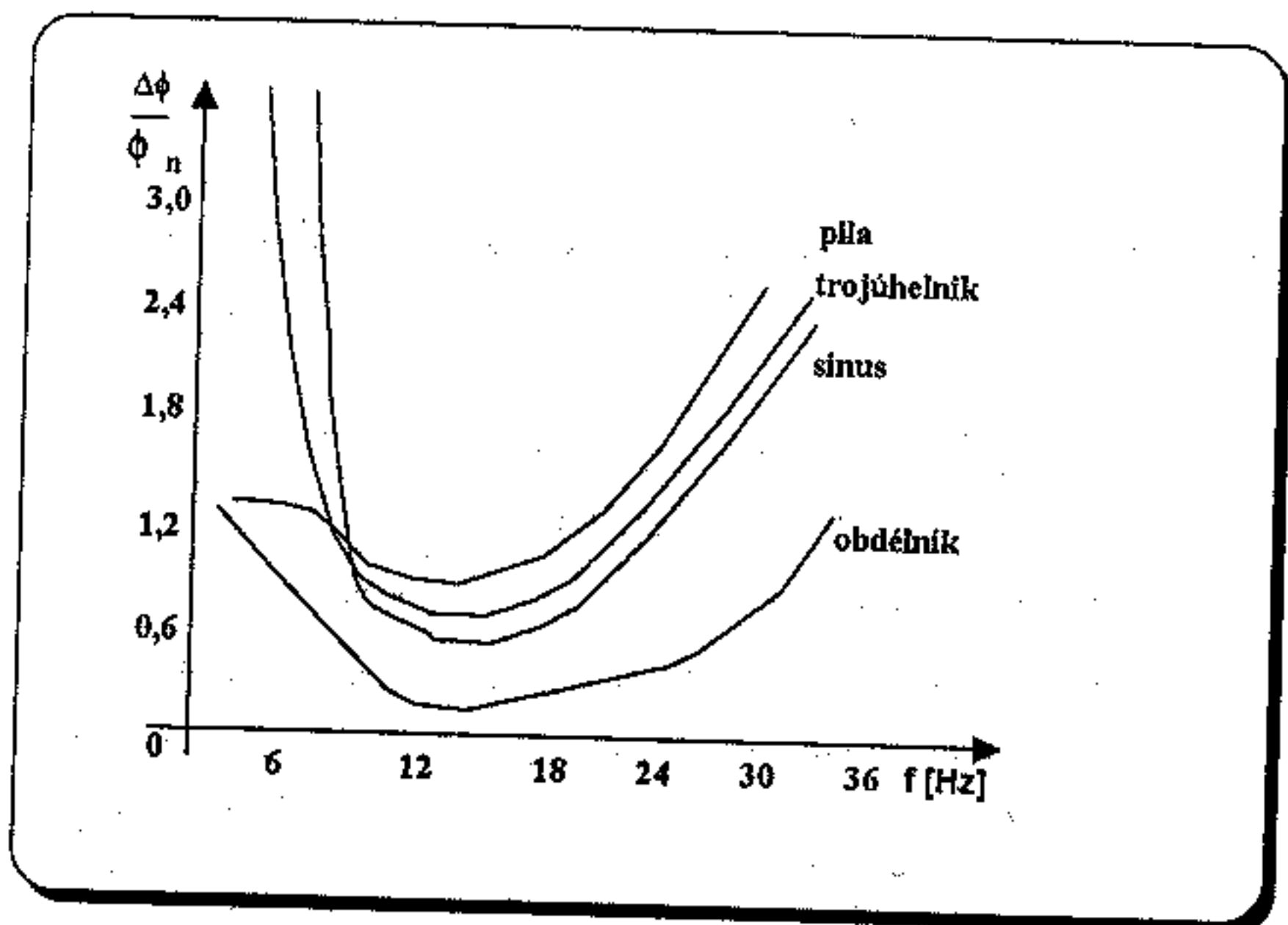
Křivka odpovídá hodnotě osvětlení sítnice 430 photon (photon = troland, to znamená osvětlení sítnice při velikosti pupily 1 mm² ze vzdálenosti 1 m, která má jas o velikosti 1 cd/m²). Z obr.6.3. je vidět, že při této vyšší hodnotě osvětlení sítnice existuje maximum, při kterém jsou podněty viditelné i při malé hloubce modulace. Toto maximum se nachází při frekvenci 9 Hz. Tvar hraniční křivky vypovídá o tom, že foveální systém se chová jako dolnoproustní filtr.

Z výsledků experimentů lze konstatovat, že kmitočet splývání je závislý na hloubce modulace světelných podnětů, velikosti středního jasu, na který je oko adaptováno a na tvaru světelného podnětu.

Na obr. 6.4. jsou znázorněny křivky vnímání změn poměrného světelného toku v závislosti na kmitočtu těchto změn. Z obr. 6.4. též vyplývá závislost zrakového vjemu na tvaru světelného podnětu. Nejcitlivěji reaguje zrakový orgán na pravoúhlé změny.

S ohledem na zavádění norem IEC do norem českých je nutné uvést křivku dovoleného kolísání napětí pro pravoúhlé změny napětí podle IEC 555-3 viz. obr. 6.5.

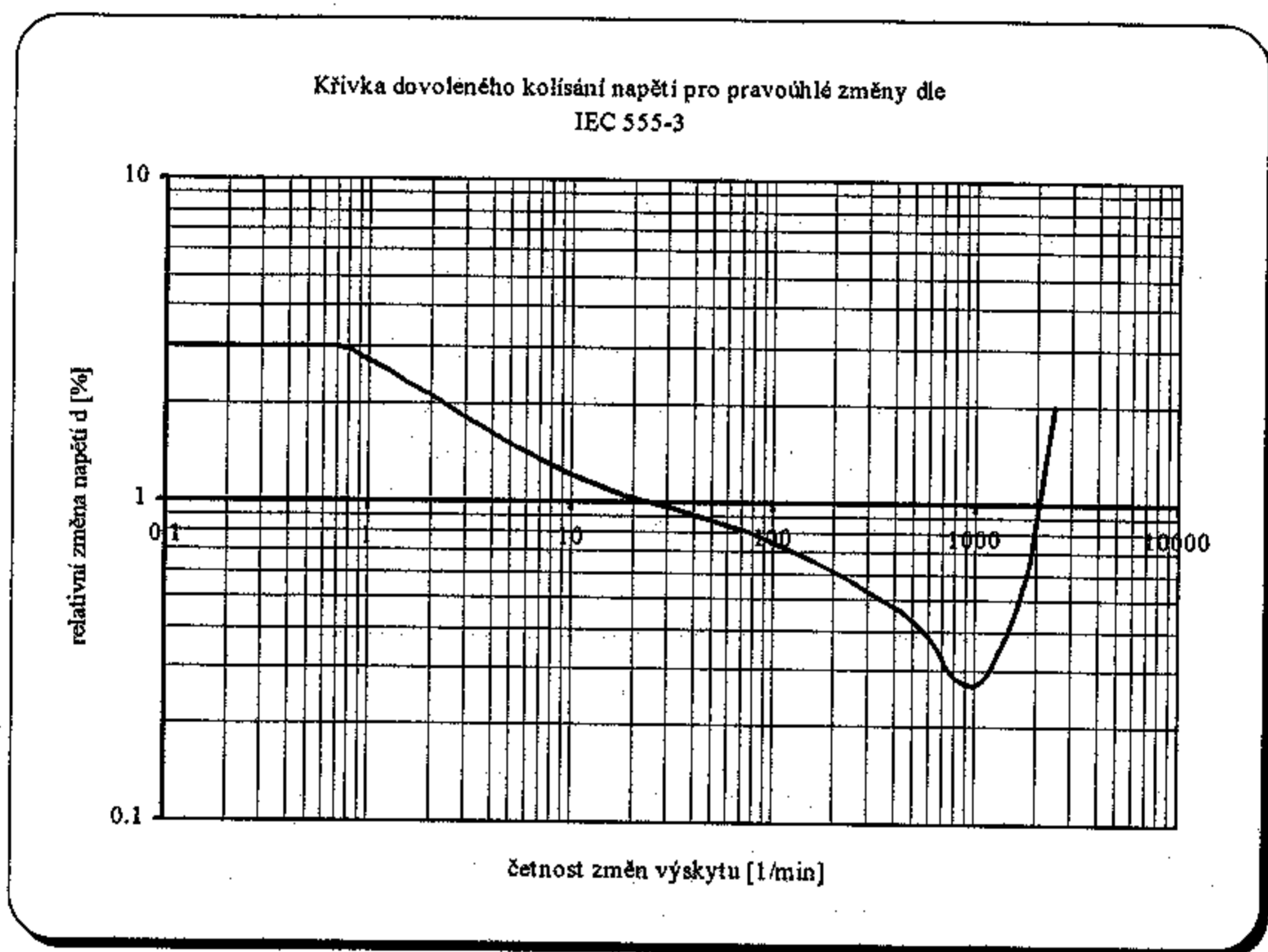
Křivka byla experimentálně ověřena vyšetřovanými osobami. Světelným zdrojem byla plynem plněná žárovka o jmenovitém napětím 230V a výkonu 60 W. Napětí připojené na žárovku bylo periodicky modulováno pravoúhlými změnami. Na vodorovné ose získaného grafu viz. obr. 6.5. je vynesena četnost změn výskytu napětí a na svislé ose je vynesena relativní změna napětí. Přípustné kolísání se nachází pod křivkou.



obr. 6.4.

6.3. Reakce oka na sledy světelných podnětů

Náhrada zrakového orgánu filtrem s frekvenční charakteristikou je možná pouze ve zjednodušeném případě, kde změny napětí vyvolávající světelné podněty mají periodický průběh a pravouhlý tvar. V elektrické síti se však tento druh změn vyskytuje velice málo. Skutečné změny napětí mají v praxi proměnlivou velikost, proměnné trvání změny napětí i proměnný interval změny napětí. Při aplikaci výše uvedeného filtru na tento druh změn byly získávány nekorektní výsledky.

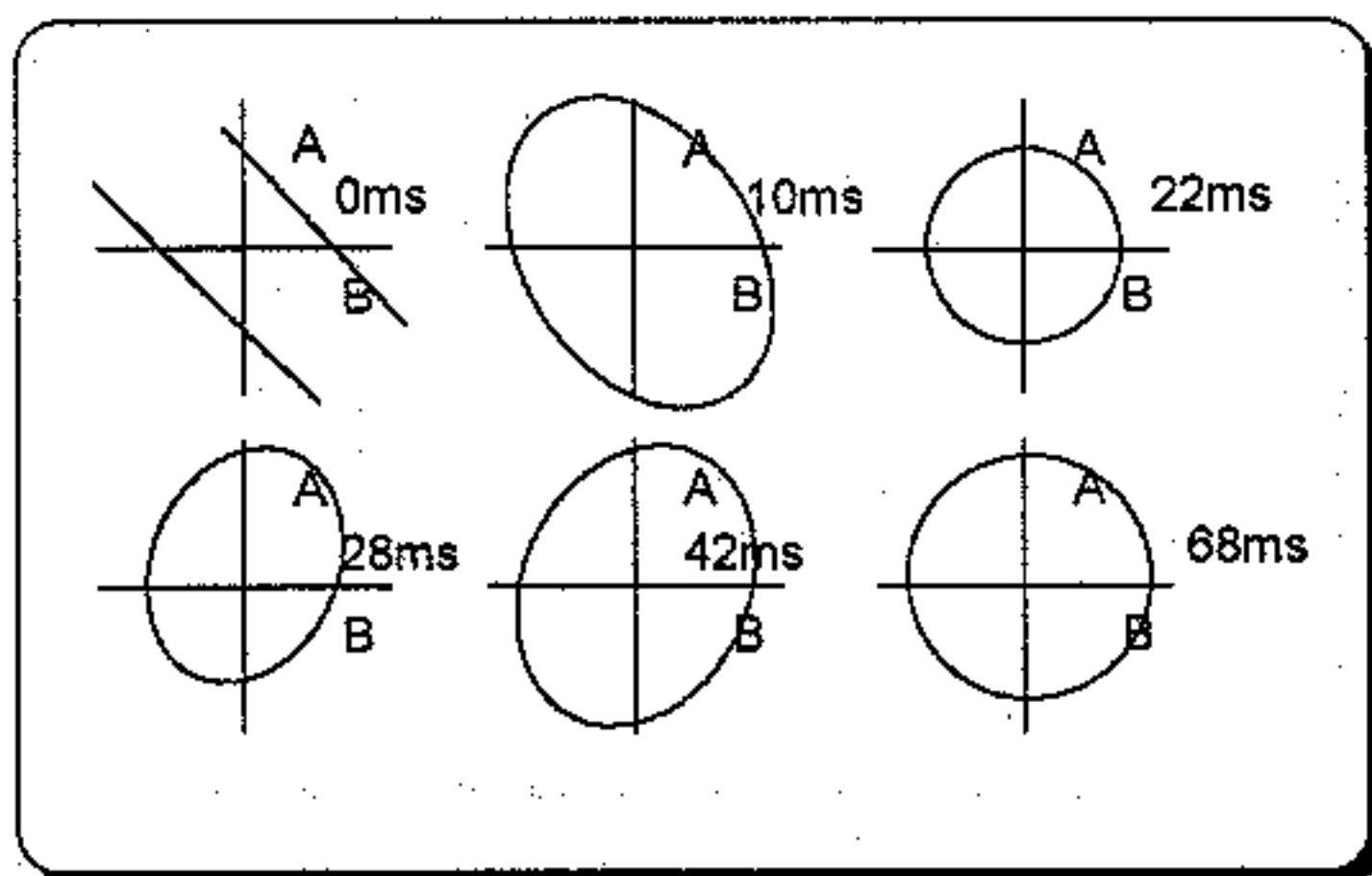


obr. 6.5.

Významné jsou experimenty, které prováděl Rashbass. Z jeho měření vyplývá, že při délce trvání podnětu v rozsahu 2 až 120 ms má křivka relativního prahu vnímání (vztaženo k hodnotě prahu vnímání při délce trvání podnětu 2 ms) tvar U, s minimem v 64 ms. Dalším poznatkem je skutečnost, že nejsou rozdíly mezi pozitivním (jas pozorované plochy se zvětšuje) a negativním (jas pozorované plochy se zmenšuje) světelným podnětem v oblasti prahu vnímání.

Z experimentu, při kterém se měnil časový interval mezi podněty (jejich amplituda a polarita - trvání podnětu bylo konstantní 2 ms), vyplynulo, že při krátkém časovém intervalu se vjem z obou podnětů zcela sčítá, při delším časovém intervalu dochází k součtu částečnému. Při podnětech s různou polaritou dochází ke kompenzaci zrakového vjemu, kterou vysvětlujeme setrvačností zrakového vjemu za světelným podnětem.

Nejdůležitějším je experiment, ve kterém Rashbass jednak potvrdil závěry vyvozené De Langem o frekvenční závislosti zrakového orgánu a současně potvrdil jeho integrální vlastnosti i kvadratickou závislost. Tento experiment sledoval práh vnímání vyvolaný sledem dvou podnětů o amplitudách (A,B), při použití šestnácti kombinací viz. tab.6.1. Podněty měly stejné trvání $T_z=2$ ms a časový interval T rovněž konstantní viz. obr.6.7. Velikost amplitudy X se zvětšovala až na hodnotu prahu vnímání při zachování konstantního poměru A/B. Hodnoty (A,B) (při X odpovídajícímu prahu vnímání) byly vyneseny do grafů viz. obr. 6.6.



obr. 6.6.

A	X	-X	0	0	X	X	-X	-X	2X	-2X	2X	-2X	X	X	-X	-X
B	0	0	X	-X	X	-X	X	-X	X	X	-X	-X	2X	-2X	2X	-2X

tab. 6.1.

Body vynesené v grafech viz. obr. 6.6. je možné pro $T>0$ proložit elipsami, pro něž platí vztah:

$$A^2 + B^2 + 2ABL_T = W \quad (6.3)$$

kde W je práh vnímání světelného podnětu

L_T je funkce závislá na časovém intervalu mezi podnětem $L_T \in (-1,1)$

Experimenty potvrdily závislost prahu vnímání na časovém intervalu mezi podněty, nezávislost na polaritě podnětu $(A,B) = (-A,-B)$ a nezávislost na časovém sledu podnětů $(A,B) = (B,A)$. Tyto vlastnosti zrakového orgánu lze namodelovat pomocí kvadrátoru a integračního členu.

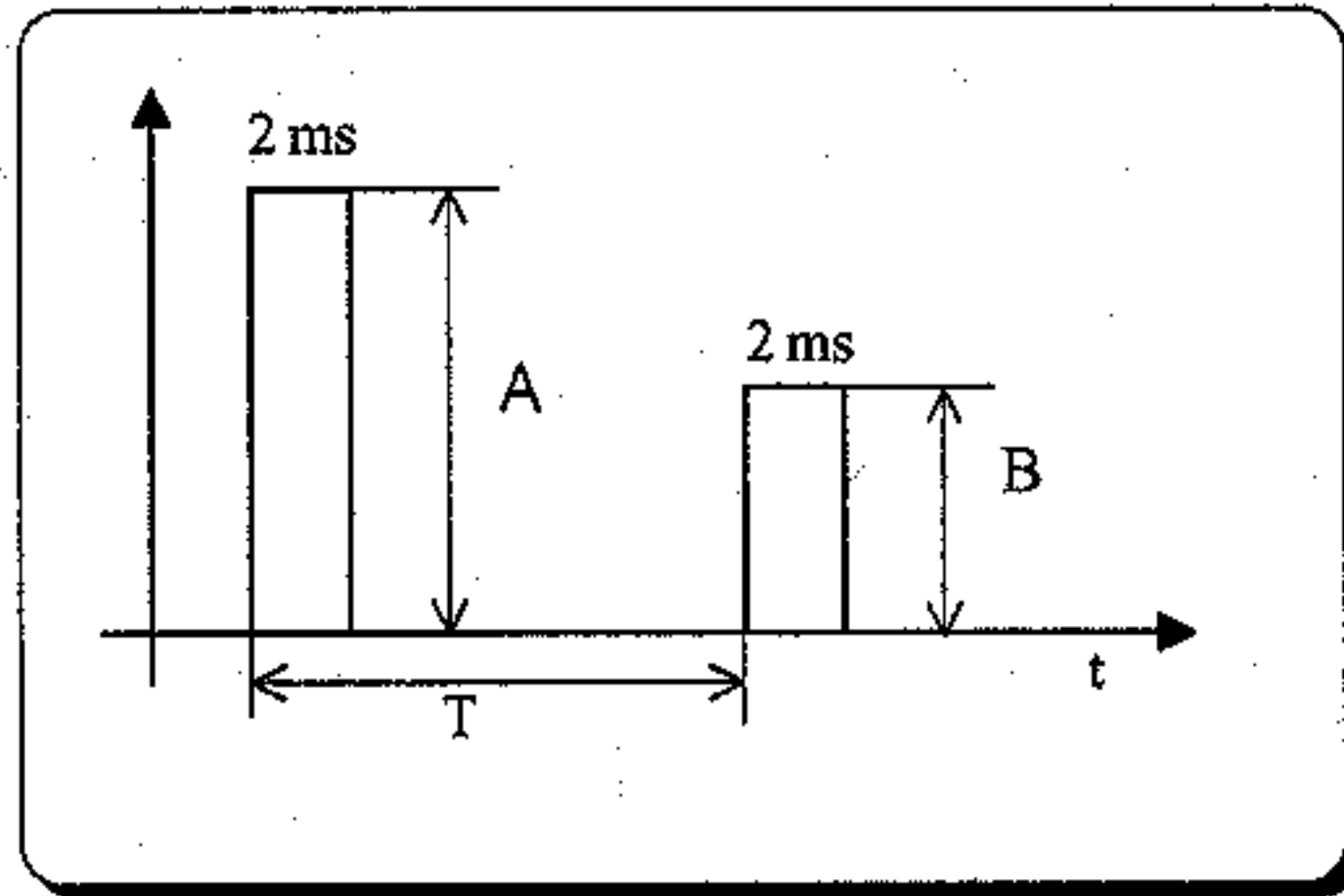
Sled podnětů dle obr. 6.7. lze vyjádřit vztahem:

$$y(t) = A \cdot h(t) + B \cdot h(t - \tau) \quad (6.4)$$

kde $y(t)$ je odezva lineárního filtru vyjadřujícího frekvenční závislost zrakového orgánu na zobrazený sled podnětů

$h(t)$ je přenosová funkce hledaného filtru

Aby na výstupu z modelu zrakového orgánu byla veličina v jednotkách míry vjemu blikání, musí mezi světelnými podněty (A,B) platit eliptická závislost a signál vstupující do modelu se musí umocnit a integrovat. Časová konstanta integrace musí splňovat podmínku $\tau \gg T$.



obr. 6.7.

Tyto experimenty potvrdily, že se oko chová jako pásmový filtr a největší zesílení má kolem 9 Hz. Při frekvencích větších než 20 Hz dochází k náhlému poklesu zrakového vjemu. Časová konstanta τ souvisí s ustálením zrakového vjemu na světelný podnět a experimentálně byla stanovena na 300 ms.

Další pokusy prokázaly platnost Rashbassova modelu i pro jiné průběhy světelných podnětů (pila, sinus) a dokonce i pro stochastické průběhy.

Na základě těchto poznatků je možné sestavit třiblokový model zrakového orgánu.

- lineární filtr ve tvaru pásmové propusti
- kvadrátor
- integrační člen

Vstupní veličinou jsou změny jasu $L(t)$ a výstupní veličinou je míra vjemu blikání $S(t)$.

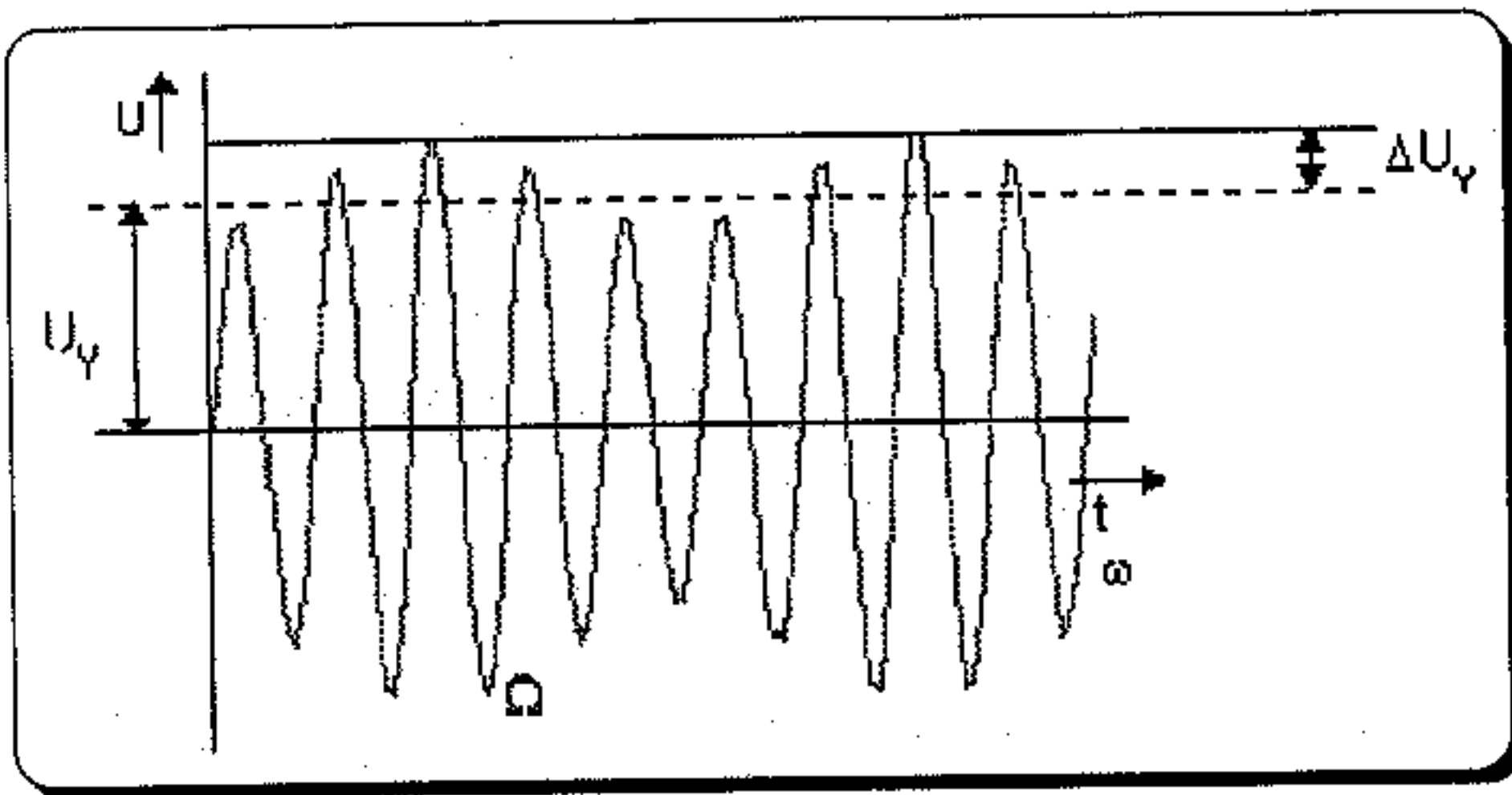
6.4. Hodnocení míry vjemu blikání

Postup hodnocení míry vjemu blikání vychází z norem IEC.

6.4.1. Výpočet relativní změny napětí d

Relativní změna napětí je úměrná změně výkonu odběratele vztažené ke zkratovému výkonu v napájecím bodě. U symetrické trojfázové zátěže jsou relativní změny fázových napětí stejné se změnami sdružených napětí. Pro relativní změnu napětí d platí následující vztah:

$$d = \frac{\Delta U_Y}{U_{nY}} = \frac{\Delta U}{U_n} \approx \frac{\Delta S_A}{S_k} \quad (6.5)$$



obr. 6.8.

U_Y amplituda síťového napětí

ΔU_Y amplituda modulujícího napětí

Pro přesnější výpočet je vhodné použít k určení relativní změny napětí d hodnoty impedancí sítě Z_{KV} a připojeného zařízení Z_{odb} , respektující rozdíly mezi vnitřními úhly impedance soustavy a připojeného zařízení:

$$d = 1 - \text{abs} \left[\frac{R_{odb} + jX_{odb}}{R_{KV} + R_{odb} + j(X_{KV} + X_{odb})} \right] \quad (6.6)$$

Pokud známe činnou a jalovou složku změny výkonu, je možné pro výpočet relativní změny napětí d použít následující vztah:

$$d = \frac{1}{U_n^2} (\tilde{R}_{kV} \cdot \Delta P_A + X_{kV} \cdot \Delta Q_A) \quad (6.7)$$

Při znalosti činné a jalové složky proudu $\Delta I \cos \phi$ a $\Delta I \sin \phi$ lze pro výpočet d použít vztah pro úbytek na předřazené impedanci:

$$d = \frac{R_{kV} \Delta I \cos \phi + X_{kV} \Delta I \sin \phi}{U_n} \quad (6.8)$$

V případě, že se jedná o jednofázovou zátěž, připojenou mezi dvě fáze je největší napět'ová změna fázového napětí dána vztahem:

$$d = \frac{\Delta U_Y}{U_{nY}} = \frac{\sqrt{3} \Delta S_A}{S_k} \quad (6.9)$$

Pozn: Tato napět'ová změna se projeví celou velikostí jen v jednom ze tří fázových napětí.

6.4.2. Výpočet činitele flickeru

Činitele rušení od různých zdrojů se v síti sčítají

$$A_{\text{celk}} = A_1 + A_2 + \dots + A_N \quad (6.10)$$

Střední rušivý činitel flickeru A během 10 min se označuje A_{st} (A - annoyance, rušení, st - short term, krátkodobý). Přípustná hodnota je $A_{st} = 1$.

U zdrojů rušení s dlouhodobě působícím činitelem rušení může jeho velikost dosahovat pouze nižších hodnot, protože pravděpodobnost překrývání rušení od různých zdrojů je větší.

Pro interval 2 hodiny se označuje A_{lt} (lt - long term, dlouhodobý). Přípustná hladina je $A_{lt} = 0,4$.

Vypočtenou hodnotu rušení je třeba považovat za A_{lt} pokud se může kolísání napětí trvale vyskytovat v delším časovém úseku (déle než 30 min). Pro kratší trvání se posuzuje hodnotou A_{st} .

Činitel rušení A , vyvolaný jednotlivým rušením, lze vyčíslit nebo přibližně popsat dobou působení flickeru t_f .

$$t_f = 2,3 \cdot (100 \cdot d \cdot F)^3 \quad (6.11)$$

kde d je relativní změna napětí
 F je činitel tvaru podle obr. 6.9, 6.10, 6.11

2,3 [s] je přizpůsobovací koeficient

Výsledný činitel rušení A se přibližně určí jako součet trvání účinku flickeru, vztažený na sledovaný časový interval, ve kterém se kolísání napětí vyskytuje:

$$A_{st} = \frac{\sum t_f}{10 \text{ min}} \quad (6.12)$$

$$A_{lt} = \frac{\sum t_f}{120 \text{ min}} \quad (6.13)$$

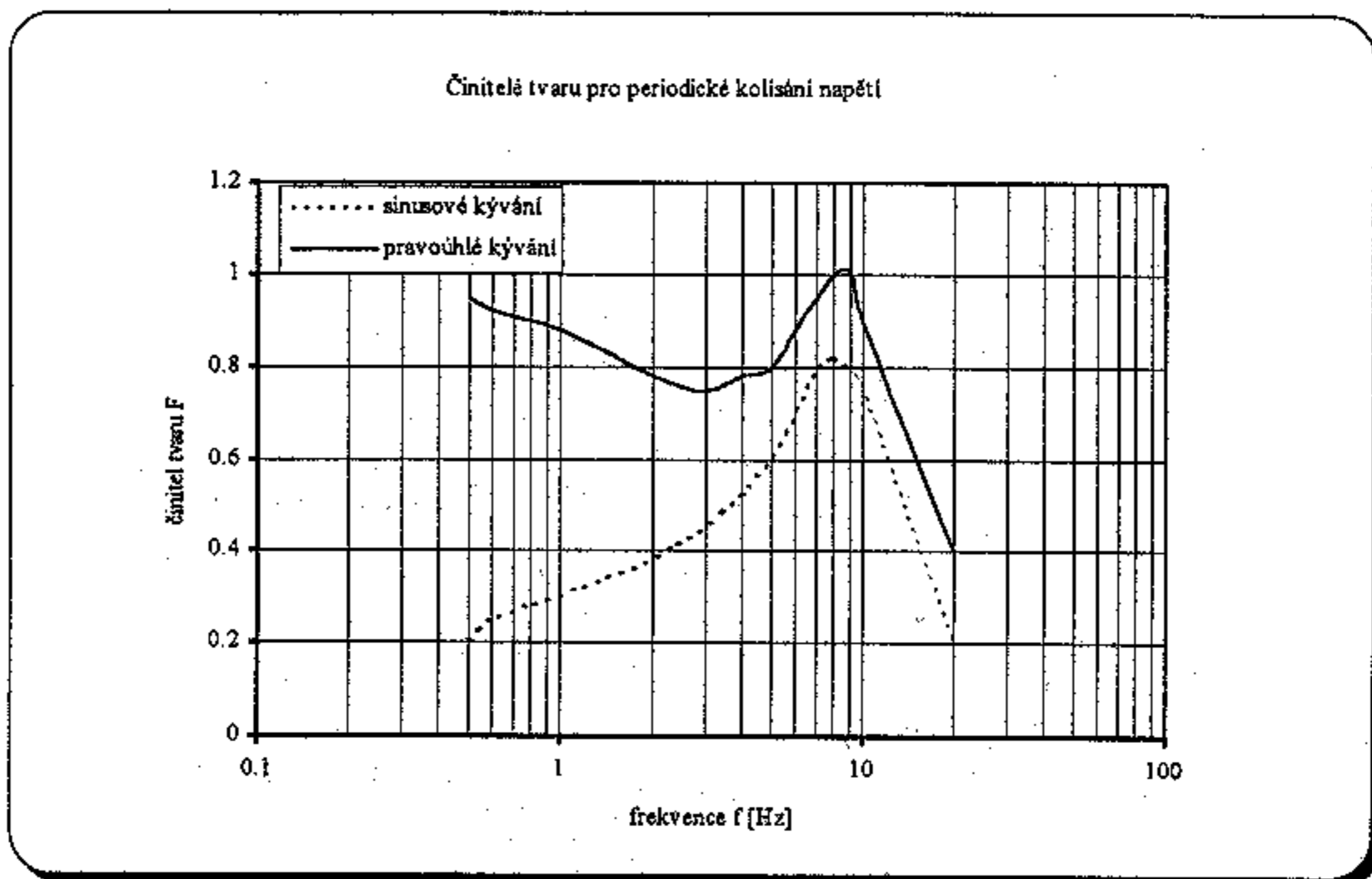
Souhrnně jsou přípustné velikosti relativních změn napětí i činitele flickeru uvedeny v následující tabulce tab. 6.2., převzaté z IEC a PNE 333430-2, která obsahuje i přepočtené a zaokrouhlené hodnoty P_{lt} a P_{st} (P_{st} - hodnota krátkodobé míry vjemu kolísání, P_{lt} - hodnota dlouhodobé míry vjemu kolísání viz. kapitola 6.6)

Přípustná velikost rušení	A_{lt}	A_{st}	P_{lt}	P_{st}	d
v síti					
nn	0,4	1	0,75	1	
vn	0,3	0,75	0,7	0,9	
vvn	0,2	0,5	0,6	0,8	
zařízení jednoho odběratele					
nn	0,05	0,2	0,4	0,6	0,03
vn	0,05	0,2	0,4	0,6	0,02
vvn	0,05	0,2	0,4	0,6	0,02

tab. 6.2.

Vztah mezi A_{st} resp. A_{lt} a P_{st} resp. P_{lt} je následující: $A_{st} = P_{st}^3$ $A_{lt} = P_{lt}^3$ (6.14)

Vyšší hodnoty A_{st} a A_{lt} pro jednotlivá zařízení odběratele, jsou možné ve vyjimečných případech, když je zajištěno, že pro celou síť není překročena přípustná hladina v době, kdy se svítí. Vyšší hodnoty d jsou vyjimečně přípustné, pokud se vyskytnou pouze jednou a méně za den.



obr. 6.9.

6.5. Měření míry vjemu blikání

Měření a vyhodnocování míry vjemu blikání je objektivním kritériem při posuzování rušivosti, zrakového vjemu, kolísáním napětí. Při stochastickém průběhu kolísání napětí lze dospět k objektivním závěrům pouze pomocí přímého měření. Z praktických měření vyplývá, že ve společných napájecích bodech má kolísání napětí téměř vždy stochastický průběh. To je zapříčiněno kumulací rušivých vlivů od dílčích zdrojů rušení v těchto napájecích bodech (PCC).

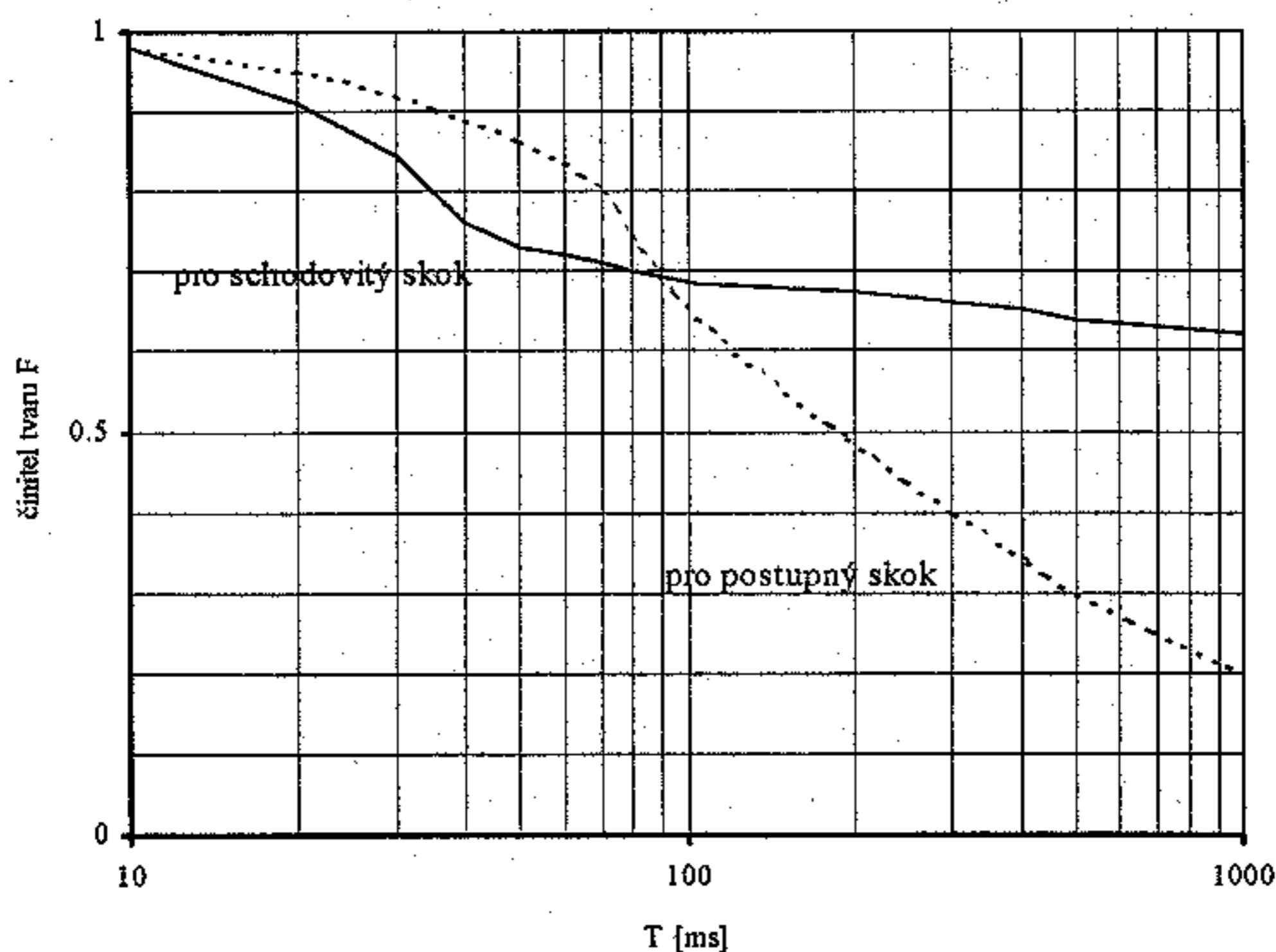
K měření se používá měřič blikání FLICKERMETR. Existuje velké množství těchto měřičů, vyhodnocujících míru vjemu blikání s různou přesností. V současné době splňuje nejlépe podmínky simulace odezvy, žárovka - zrakový orgán včetně statistického vyhodnocení, měřič blikání podle UIE/IEC.

Měřič blikání se skládá z pěti modulů viz. obr. 6.12.

Modul 1 převádí vyšetřované napětí na interní úroveň, zajišťuje změnu velikosti (násobení konstantou) vyšetřovaného napětí tak, aby se jeho skutečná efektivní hodnota přepočtená na hladinu 220 V rovnala hodnotě 230 V. Modul je vybaven signálním generátorem, který prověřuje činnost ostatních částí přístroje. Výstupem tohoto modulu je skutečná efektivní hodnota napětí určovaná každou půlperiodou.

Modul 2 je tvořen demodulátorem, který provádí demodulaci umocněním výstupu z modulu 1. Výstupem tohoto modulu je obálka nefiltrovaného kolísání napětí. Tento blok modeluje chování svítidla.

Činitele tvaru pro schodovité a postupné napěťové skoky



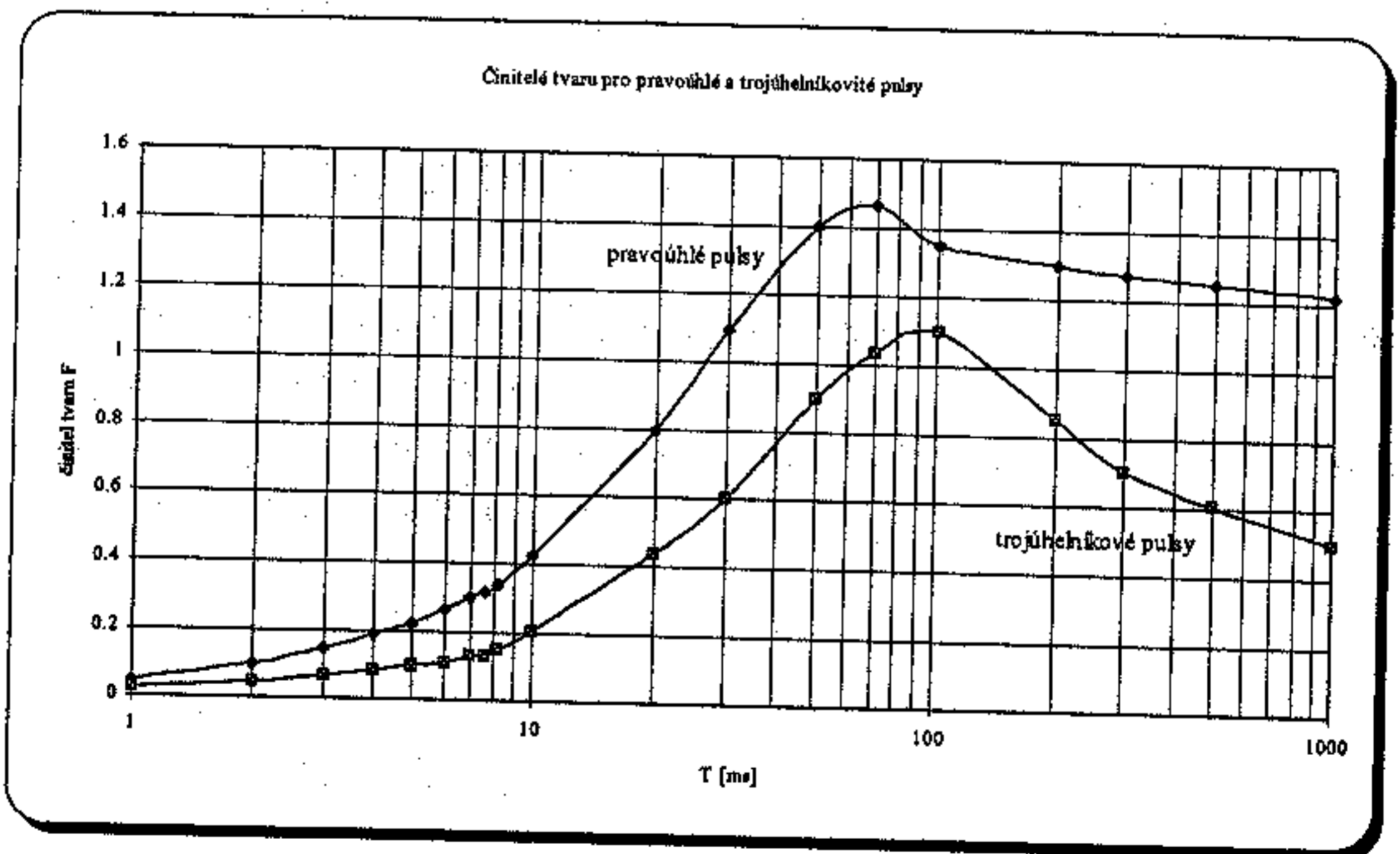
obr. 6.10.

Modul 3 nebo také modul filtrů zpracovává výstup demodulátoru. Je tvořen filtrem typu horní propusti prvního řádu o útlumu 3 dB při kmitočtu 0,05 Hz, eliminující stejnosměrnou složku a složku zvlnění dvojnásobkem kmitočtu sítě na výstupu demodulátoru. Druhý filtr je dolnoproústný, Butterworthova typu, šestého řádu s útlumem 3 dB pro mezní kmitočet 35 Hz, který upravuje kmitočtovou odezvu měřiče blikání podle modulujícího kolísání napětí tak, že blok vázícího filtru modeluje kmitočtovou odezvu na sinusové kolísání napětí plynem plněné žárovky s cívkově vinutým vláknem (60 W - 230 V) v kombinaci se systémem lidského vidění. Funkce odezvy je založena na prahu citlivosti pro každý kmitočet, která byla shledána u 50% zkoušených osob. Výstupem tohoto modulu je frekvenčně upravené (vážené) kolísání napětí. Modul 3 je založen na křivce hraniční citlivosti pro sinusové kolísání napětí; správné vážení nesinusových a stochastických kolísání je získáno vhodnou volbou celkové přenosové funkce modulů 3 a 4. Proto správnost vytvoření modelu byla kontrolována periodickým pravoúhlým signálem a také přechodnými signály.

Modul 4 je tvořen kvadrátorem a filtrem typu dolní propusti s časovou konstantou 300 ms. Lidská citlivost na blikání přes svítidlo, oko a mozek je modelována kombinovanou nelineární odezvou modulů 2, 3 a 4. Na výstupu tohoto modulu je odmocnina okamžité hodnoty míry vjemu blikání (okamžitá hodnota citlivosti na blikání), integrál míry vjemu kolísání napětí.

Modul 5 obsahuje mikroprocesor, který provádí statistickou analýzu úrovně blikání v reálném čase, tak aby byl umožněn přímý výpočet důležitých vyhodnocovacích parametrů. Vhodné rozhraní umožňující data převádět a zaznamenat (např. sériová sběrnice RS232, možnost připojení tiskárny).

Statistická analýza provedená modulem 5 v reálném čase nebo dodatečně na základě záznamu z výstupu modulu 4, musí být provedena dělením amplitudy signálu úrovně blikání do vhodného počtu tříd (alespoň 64). Signál úrovně blikání je vzorkován s konstantní četností. Každý čas ve kterém se příslušná hodnota vyskytne, čítač odpovídající třídy zaznamená přírůstek o jednu. Tímto způsobem se získá frekvenční distribuční funkce vstupních hodnot. Při volbě vzorkovacího kmitočtu dostatečně většího než maximální kmitočet blikání bude výsledek, na konci měřícího intervalu, reprezentovat rozložení dob trvání úrovně blikání v každé třídě. Sečtení obsahů čítačů všech tříd a vyjádřením počtu v každé třídě v poměru k celku dává funkci hustoty pravděpodobnosti úrovně blikání.



obr. 6.11.

Při krátkodobém měření na pozorovacím intervalu o délce 10 min se určuje P_{st} (hodnota krátkodobé míry vjemu kolísání). Při dlouhodobém měření na pozorovacím intervalu o délce $N \cdot 10$ min se určuje P_{st} (hodnota dlouhodobé míry vjemu kolísání).

Při měření na domácích spotřebičích se provádí krátkodobé měření buď na svorkách spotřebiče připojeného k referenční impedanci, anebo v PCC (společný napájecí bod).

Při měření na průmyslových zařízeních se provádí krátkodobé nebo dlouhodobé měření v PCC.

Měření míry vjemu kolísání napětí se provádí:

1. v době s prokazatelně nejhorším provozem z hlediska vlivu kolísání napětí
2. registračním měřením, jehož délka se stanoví podle charakteru provozu

Elektrizační soustava musí být pro oba výše uvedené způsoby během měření v dohodnutém stavu.

6.6. Vyhodnocení míry vjemu blikání

Tato kapitola se zabývá statistickým vyhodnocením míry vjemu blikání na základě výstupu měřiče blikání IEC podle ČSN EN 60868 (3334347).

6.6.1. Vyhodnocení krátkodobého blikání

Výsledkem měření míry vjemu blikání s periodou pozorování $T_{st}=10$ min je hodnota P_{st} , která je odvozena ze statistiky časových úrovní získaných třídícím v modulu 5 měřiče blikání. Je použit následující vzorec:

$$P_{st} = \sqrt{0,0314P_{0,1} + 0,0525P_{1s} + 0,0657P_{3s} + 0,28P_{10s} + 0,08P_{50s}} \quad (6.15)$$

kde percentily $P_{0,1}$, P_{1s} , P_{3s} , P_{10s} a P_{50s} jsou úrovně blikání překročené pro 0,1; 1; 3; 10 a 50% doby během periody pozorování.

Přípona s v indexech percentilů znamená, že by se měla použít vyhlazená hodnota, která se získá použitím následující rovnice:

$$P_{50s} = \frac{(P_{30}+P_{50}+P_{80})}{3} \quad P_{10s} = \frac{(P_6+P_8+P_{10}+P_{13}+P_{17})}{5} \quad (6.16)$$

$$P_{3s} = \frac{(P_{2,2}+P_3+P_4)}{3} \quad P_{1s} = \frac{(P_{0,7}+P_1+P_{1,5})}{3}$$

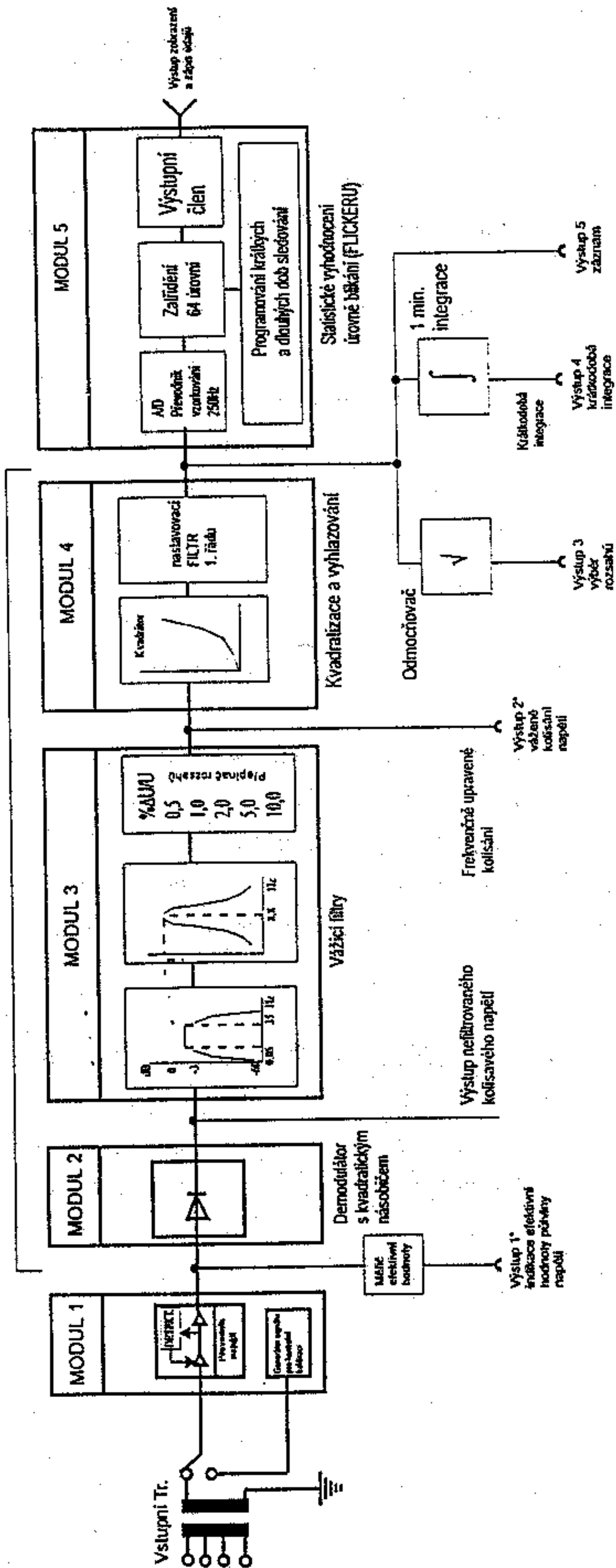
6.6.2. Vyhodnocení dlouhodobého blikání

Perioda 10 min, použitá pro vyhodnocování krátkodobé míry vjemu blikání, je vhodná pro určování rušení způsobených jednotlivými zdroji s krátkým pracovním cyklem. V případech, kdy se mají brát v úvahu kombinované účinky několika rušících zařízení pracujících náhodným způsobem (např. svářečky, motory) nebo když se předpokládají zdroje blikání s dlouhým nebo proměnným pracovním cyklem (např. obloukové pece), je nutné zajistit dlouhodobé určení míry vjemu blikání. Pro tento účel se musí z hodnoty krátkodobé míry vjemu blikání P_{st} odvodit dlouhodobá míra vjemu blikání P_{lt} po dobu přiměřené periody odpovídající pracovnímu cyklu zatížení nebo periody, po kterou provozovatel může reagovat na blikání, tj. několik hodin, přičemž se použije následující vzorec:

$$P_{lt} = \sqrt[3]{\frac{\sum_{i=1}^N P_{sti}^3}{N}} \quad (6.17)$$

kde P_{sti} ($i=1, 2, 3, \dots$) jsou po sobě následující odečty krátkodobé míry vjemu blikání P_{st} .

SIMULACE ODEZVY "ŽÁROVKA - OKO"



• Volitelné rozšíření aplikací

Obr. 6.12. - Funkční schéma měřiče blikání UIE/IEC

7. NESYMETRIE NAPĚTÍ

7.1. Všeobecný popis

Nerovnoměrné rozložení zatížení na tři fáze má za následek nesymetrické proudy, které způsobí na impedanci sítě i nesouměrnost napětí. Typickým příkladem jsou jednofázové zátěže.

Nesymetrické odběry v sítích vn a vvn jsou vyvolávány:

- indukčními pecemi o síťové frekvenci
- odporovými tavicími pecemi
- "konduktivními" ohřívacími zařízeními
- odporovými pecemi na výrobu elektrod
- obloukovými ohřívacími zařízeními
- odporovými svářečkami
- obloukovými ocelářskými tavicími pecemi

Jednofázové zátěže, připojené mezi fázový a střední vodič jsou možné pouze v sítích nn. U těchto odběrů není třeba provádět kontrolu z hlediska nesymetrií napětí, jelikož jsou vzhledem k očekávanému poměru S_A / S zanedbatelné (většinou menší než 1%). Nárůstu nesymetrie, způsobeným současným působením více jednofázových odběrů, by mělo být zabráněno stejnoměrným rozdělením těchto odběrů na jednotlivé fáze.

7.2. Výpočet stupně nesymetrie napětí

Pro posouzení účinků nesymetrické zátěže je zapotřebí rozložit jejich proudy a napětí na souslednou ($U_{(1)}$) zpětnou ($U_{(2)}$) a netočivou ($U_{(0)}$) složku.

Netočivou složku u sítí vn a vvn nemusíme uvažovat, protože zátěže jsou připojeny mezi fázové vodiče.

Pro jednofázovou zátěž S_A můžeme pro stupeň nesymetrie napsat:

$$u(2) = \frac{U_{(2)}}{U_{(1)}} = \frac{S_A}{S_K} \quad (7.1)$$

Zapojením trojfázových transformátorů, včetně těch s vyrovnávacím vinutím do trojúhelníka, se stupeň nesymetrie nemění, i když na straně vyššího napětí se proudy rozdělí do všech fází.

7.3. Přípustné hodnoty

Za přípustnou hladinu lze považovat následující hodnotu $u(2)=2\%$, která platí pro dlouhodoběji působící nesymetrie, vedoucí k nepřipustnému oteplení.

Tato hladina je v síti zajištěna, pokud v zařízení jednoho odběratele při všech provozních stavech výsledné jednofázové zatížení nevyvolá větší výsledné rušení než $u(2)=0,7\%$ v rozsahu minut.

7.4. Vliv nesymetrické zátěže

Při stejném činném výkonu je proudové zatížení při jednofázovém odběru až dvojnásobné proti symetrické zátěži. Transformátory a vedení tak mohou být zatíženy pouze na 50 až 60 % jmenovitého výkonu. Jednotlivé sloupky transformátorů jsou nestejně zatěžovány. V synchronních a asynchronních strojích proudy zpětné složky vyvolávají mag. pole, které se otáčí dvojnásobnou rychlostí proti směru mag. pole budiče. Tím dochází ke vzniku přídavných ztrát v rotoru. U synchronních strojů se udává jako trvale přípustná velikost proudu zpětné složky 5 až 10% jmenovitého proudu (tomu odpovídá stupeň nesymetrie $u(2)=1 \dots 2\%$).

U asynchronních strojů může docházet k pozorovatelnému oteplení již při $u(2)>1\%$.

7.5. Opatření pro snížení vlivu

- rozdělení jednofázové zátěže a rovnoměrné rozdělení mezi fázové vodiče
- symetrizační zařízení s kondenzátory a tlumivkami (při velkých změnách je nutné toto zařízení opatřit regulací)
- oddělení měniči (třífázový motor, jednofázový generátor)
- připojení přes usměrňovač (pozor na vyšší harmonické)
- připojení k místům s vyšším zkratovým výkonem S_K

8. ZÁVĚREČNÉ ZHODNOCENÍ

Uvedená příručka poskytuje úvod do problematiky energetických rušení v distribučních a průmyslových sítích. V jednotlivých kapitolách se postupně zabývá jednotlivými dílčími okruhy, jako jsou harmonické, meziharmonické, kolísání napětí, flicker a nesymetrie. Text je zpracován v souladu s doporučeními UIE, CIGRE, CIREC, IEC a dalších společností a organizací. Vzhledem k rozsáhlosti problematiky nejsou v textu zpracovány komplexní charakteristiky napětí, jak je například uvádí EN 50 160 (Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems). Text se více soustřeďuje na fyzikální podstaty dějů, zdroje rušení a možnosti odstranění.

Použitá literatura:

Normy IEC, EN a ČSN

Opatření pro ochranu životního prostředí v souvislosti s nárůstem harmonických a kolísání napětí při modernizaci hutních provozů. (Tlustý a kol. GAČR 1997)

Electrical Power Systems Quality (Dugan, McGranaghan, Beaty, McGraw-Hill New York 1996.