

Univerza v Ljubljani
Fakulteta za elektrotehniko

Saša Sladić

**Enofazni paralelni aktivni močnostni filter
s spremenljivo napetostjo filterskega kondenzatorja**

Doktorska disertacija

Mentor: doc. dr. David Nedeljković

Ljubljana, 2010

"Whenever people agree with me I always feel I must be wrong."

"Ko se ljudje strinjajo z mano, pomislim, da nimam prav."

Oscar Wilde

Povzetek

Aktivni močnostni filtri (APF) so polprevodniška močnostna vezja za kompenzacijo nesinusnega bremenskega toka oz. generatorji kompenzacijskega toka. Najbolj pogosti topologiji aktivnih močnostnih filtrov sta trifazno mostično vezje v trifaznih sistemih in enofazno mostično vezje (angl. *H-bridge converter*) v enofaznih sistemih.

V trifaznih, podobno kot v enofaznih aktivnih močnostnih filtrih, se energija shranjuje v enosmernem tokokrogu (angl. *DC link*). Glede na to, da so aktivni močnostni filtri pretvorniki, ki lahko zagotovijo obojesmerni pretok energije, se lahko uporabijo tudi kot vmesniki za priključitev obnovljivih virov energije. Tak pristop pripelje do zaporedne vezave enosmerne pretvornika in APF-a, pri čemer se za napetost enosmerne tokokroga postavljajo nasprotujoče si zahteve. S stališča APF-a se zahteva, da bo napetost filtrskega kondenzatorja čim višja, kajti visoka napetost enosmerne tokokroga zagotavlja hitro spremembo filtrskega toka. Če je napetost filtrskega kondenzatorja nižja od temenske vrednosti omrežne napetosti, ni mogoče zagotoviti pravilnega delovanja APF-a. Po drugi strani visoka napetost filtrskega kondenzatorja prispeva k povečanim izgubam, kar pomeni, da je izbira napetosti filtrskega kondenzatorja podvržena kompromisu (500 V – 900 V).

Glede na to, da so napetosti obnovljivih virov na splošno nizke in da izkoristek pretvornikov, ki dvigujejo enosmerne napetosti, praviloma upada z višjim razmerjem med njihovo izhodno in vhodno napetostjo, je smiselno raziskati pretvornike s spremenljivo (adaptivno) napetostjo filtrskega kondenzatorja, saj med delovanjem nastopajo intervali, z višjim izkoristkom.

Uporaba spremenljive napetosti v močnostnih pretvornikih (npr. pri resonančnih pretvornikih) ni nova. Takšni pretvorniki se uporabljajo v posebnih aplikacijah, kadar je sprejemljiv nižji izkoristek pretvornika (npr. zahteva po nizkem popačenju toka). Aktivni močnostni filter je visokodinamični tokovni generator in se v različnih intervalih obnaša kot tokovni vir ali tokovni ponor. V intervalu, ko ima APF vlogo tokovnega ponora, je lahko napetost filtrskega kondenzatorja nizka (približno absolutna vrednost omrežne napetosti). V intervalih, ko se APF obnaša kot tokovni vir, pa naj bi bila napetost filtrskega kondenzatorja višja od absolutne vrednosti omrežne napetosti. Na ta način je možno definirati referenčno napetost filtrskega kondenzatorja, ki bo ugodno vplivala na stikalne izgube znotraj APF-a in hkrati vplivala na

višji izkoristek priključenega enosmernega pretvornika z obnovljivim virom energije. Če se enosmerni pretvornik združi s pretvornikom za prilagoditev napetosti filtrskega kondenzatorja, bodo rezultati še boljši, kajti kompenzacijska sposobnost APF-a bo višja, obnovljivi vir nizke enosmerne napetosti pa bo dajal večji tok.

Raziskava je bila izvedena za enofazne pretvornike, kajti pri njih je možno doseči boljši izkoristek kot pri klasičnem pristopu s konstantno napetostjo filtrskega kondenzatorja. Zaključena je bila z mednarodno objavo patenta pretvornika, ki zagotavlja nižje popačenje omrežnega toka (THD), boljši izkoristek APF-a in hkrati večji izkoristek priključenega enosmernega pretvornika z enosmernim virom. Večino poskusov sem opravil v razredu moči do 1,5 kW za različne razrede nelinearnih bremenskih tokov.

Abstract

Single-Phase Shunt Active Power Filter with Variable Filter Capacitor Voltage

Active power filters (APFs) are semiconductor power converters for distorted load current compensation. The most frequent topologies for active power filters are the three-phase bridge circuit in three-phase systems and the single-phase or H-bridge circuit in single-phase systems.

Similar as in three-phase systems, single phase systems incorporate DC link. Active power filters, during their operation support both direction of electric power flow. That means APF can be used as an interface for connection of DC renewable energy source to AC electric network. Serial connection of APF and DC converter results in opposite demands for filter capacitor voltage. From the APF point of view, filter capacitor voltage has to be high since such approach results in fast filter current changes and possibility of compensation of highly distorted load currents. In the case when the filter capacitor voltage is lower than peak line voltage, it is not possible to ensure appropriate APF operation.

On the other hand, high DC link voltage results in increased switching losses. Generally, filter capacitor voltage, if the filter capacitor voltage is approximately constant, is between 500 V and 900 V. Even so, this voltage is too high for renewable energy source connection since step-up converters, generally, expose decreased efficiency for high ratios between their output and input voltages. That means APFs with variable (adaptive) filter capacitor voltage should be considered as a possibility for efficiency improvement of APF and additional DC converter.

Application of power converters with variable voltage (e.g. resonant converters) is not new. This type of converters has been used in applications where the decreased efficiency can be accepted because of specific demands (eg. very low THD). APF operates alternatively as current source and current drain. Within the interval when the APF acts as a current drain, its filter capacitor voltage should be close to absolute value of line voltage. Otherwise, when the filter capacitor voltage acts as a current source, its filter capacitor voltage should be considerably higher than absolute line voltage. In that way, a variable filter capacitor voltage

reference can be defined. It is expected that such filter capacitor voltage has positive influence on APF switching losses and it can improve efficiency of connected DC converter with low-voltage renewable energy source. In some cases DC converter can be incorporated with adaptive voltage converter, also. In those cases even better results can be expected because APF can compensate higher currents than in case when it is connected to filter capacitor, and additionally, DC source could supply increased current for the same DC source voltage.

Research was undertaken, in first place, for single-phase APFs, since in that case it is possible to achieve better efficiency than for, classic, constant filter capacitor voltage approach (91 % instead of 90 %). Research was concluded with international publication of patent, for APF which enables lower distortion of line current (THD), higher efficiency of APF, and higher efficiency of of connected DC converter with renewable energy source (same output power with lower duty cycle). Tests were taken with different types of distorted load at powers up to 1.5 kW.

Kazalo

POVZETEK	II
ABSTRACT	IV
UVOD	1
1. KAKOVOST ELEKTRIČNE ENERGIJE	4
1.1. KAKOVOST OMREŽNE NAPETOSTI V ELEKTROENERGETSKEM SISTEMU	4
1.2. NAČINI ZA IZBOLJŠAVO FAKTORJA MOČI	9
2. PWM USMERNIK	11
2.1. PWM USMERNIK IN ADAPTIVNA NAPETOST KONDENZATORJA V NJEGOVEM IZHODNEM TOKOKROGU	11
2.2. MOŽNOST UPORABE ADAPTIVNE NAPETOSTI V TRIFAZNIH SISTEMIH	14
3. ENOFAZNI MOSTIČNI PARALELNI AKTIVNI MOČNOSTNI FILTER (APF)	16
3.1. NAČIN DELOVANJA S POUČENOM NA STIKALNIH IZGUBAH	16
3.1.1. <i>Enofazni paralelni aktivni močnostni filter kot tokovni ponor</i>	18
3.1.2. <i>Enofazni paralelni aktivni močnostni filter kot tokovni vir</i>	21
3.2. STIKALNE RAZMERE V ENOFAZNEM PARALELNEM MOSTIČNEM VEZJU	23
3.3. ALGORITMI ZA KRMILJENJE ENOFAZNEGA APF-A	25
3.4. VEČNIVOJSKI ENOFAZNI PRETVORNIKI	25
3.5. IZKORISTEK ENOFAZNEGA MOSTIČNEGA APF-A	27
3.6. STIKALNE IZGUBE POLPREVODNIŠKIH MOČNOSTNIH STIKAL	30
3.7. ZAPOREDNA VEZAVA APF-A IN FOTONAPETOSTNEGA VIRA S PRETVORNIKOM	35
4. ENOFAZNI AKTIVNI MOČNOSTNI FILTER Z ADAPTIVNO NAPETOSTJO FILTRŠKEGA KONDENZATORJA (AV APF)	37
4.1. REFERENCA NAPETOSTI FILTRŠKEGA KONDENZATORJA	37
4.2. ENOFAZNI PARALELNI AKTIVNI MOSTIČNI FILTER S SPREMENLJIVO NAPETOSTJO FILTRŠKEGA KONDENZATORJA (VV APF)	42
4.2.1. <i>Vpliv stikalne frekvence dodatnega stikala na delovanje in lastnosti APF-a s spremenljivo napetostjo filtrskega kondenzatorja</i>	47
4.3. ENOFAZNI PARALELNI AKTIVNI MOČNOSTNI FILTER Z ADAPTIVNO NAPETOSTJO FILTRŠKEGA KONDENZATORJA (AV APF)	49
4.3.1. <i>APF z adaptivnim pretvornikom (AV APF)</i>	50
5. AV APF V APLIKACIJAH Z OBNOVLJIVIMI VIRI ENERGIJE	59
5.1. AV APF PRETVORNIK IN ENOSMERNI VIRI ENERGIJE	59
5.2. AV APF PRETVORNIK IN ENOSMERNI VIRI ENERGIJE	63
5.2.3. <i>Omejitve pri uporabi AV APF-a kot vmesnika za povezovanje enosmernih virov energije</i>	64
5.2.4. <i>Kvalitativna primerjava izkoristka za APF in AV APF pretvornika s stališča enosmernega vira</i>	67
5.2.5. <i>Primerjava izkoristka v širšem pomenu med klasičnim APF-om s konstantno napetostjo filtrskega kondenzatorja in med AV APF-om</i>	68
6. SKLEP	71
7. PRISPEVKI K ZNANOSTI	72
8. PRILOGE	74
PRILOGA A – VPLIV PARAZITNE UPORNOSTI DUŠILKE PRETVORNIKA (KONTINUIRANI NAČIN DELOVANJA)	74
<i>Pretvornik navzgor</i>	74
<i>Pretvornik navzdol-navzgor</i>	75
<i>Pretvornik navzdol</i>	77
PRILOGA B – NAČINI PROGRAMIRANJA IN OPIS SISTEMA	78
PRILOGA C – OBJAVA V ENGINEERING REVIEW	79
PRILOGA D – SEZNAM KRATIC	89

PRILOGA E – SEZNAM SIMBOLOV IN OZNAK	90
LITERATURA	92

Uvod

Korekcija faktorja moči zajema problematiko, ki je v elektrotehniko prisotna od samega začetka njenega razvoja. Višje harmonske komponente linijskih tokov, ki jih v omrežje prinašajo nelinearna bremena, povzročajo napačno delovanje elektronskih naprav, pregrevanje ter zmanjšujejo koristno energijo, ki se lahko prenaša po električnem omrežju. Sredi 20. stoletja so se za ublažitev teh težav uporabljali pasivni filtri [1]. Pasivni filtri se večinoma načrtujejo kot zaporedne vezave kondenzatorjev in dušilk. Število takšnih zaporednih vezav je odvisno od števila harmonskih komponent, ki jih je treba filtrirati (5., 7., 11., 13.). Prednost takšnih filtrov je njihova enostavnost in ugodna cena, a tako dosežena izboljšava faktorja moči ni fleksibilna, ker se je treba prilagajati vsaki spremembi bremena. Problemi s postavitvijo so pogosti, enako kot pojav prenapetosti zaradi resonance. V 70. in 80. letih prejšnjega stoletja se je začela uveljavljati elektronska korekcija faktorja moči [2-47]. Najbolj enostaven pristop k izboljšavi faktorja moči omogočajo PWM usmerniki [2, 3, 4, 6, 9, 10, 11, 12, 15], ki temeljijo na DC/DC pretvorniku [5]. V tem razredu pretvornikov je mogoča samo ena smer prenosa energije. Takšne rešitve nimajo pomanjkljivosti, ki so navedene pri pasivnih filtrih, omejeni pa so načini njihovega priključevanja, ker je njihova izhodna napetost zmeraj enosmerna.

Aktivni močnostni filtri imajo prednosti obeh omenjenih načinov izboljšave faktorja moči. Lahko se priključijo na katero koli točko v izmeničnem omrežju in se avtomatično prilagajajo vsakemu nelinearnemu bremenu [43]. Hkrati imajo dobre dinamične lastnosti. Aktivni močnostni filtri so svojo zrelost dosegli že v 20. stoletju. Pomanjkljivost enofaznih močnostnih filtrov so zahtevno krmiljenje ter izgube in težave z elektromagnetno interferenco (EMI). Zaradi tega je med aktivnim močnostnim filtrom in električnim omrežjem pogosto potrebno dodati nizkopasovne pasivne filtre.

V zadnjih letih se oba mostična pretvornika (enofazni in trifazni) večinoma uporabljata v svojih klasičnih variantah [48]. Nasprotno temu je nekaj avtorjev v svojih raziskavah izbralo večstopenjske pretvornike, ker se na ta način lahko dosežejo boljše lastnosti aktivnih filtrov. Prva stopnja takšnega pretvornika je spet klasično mostično vezje. Naslednja stopnja večstopenjskega pretvornika je zgrajena kot matrično vezje za prilagoditev napetosti enosmerne tokokroga [22], ali pa se preprosto uporablja več mostičnih vezij, ki se vežejo vzporedno [28]. V obeh primerih je nujna uporaba večjega števila tranzistorskih stikal, kar zvišuje ceno takega pristopa.

Razen cene pretvornika, je drugi pomemben faktor, ki lahko omeji uporabo določenega pretvornika, njegov izkoristek. Zahteve za zvišanje izkoristka so posebej pomembne v kontekstu razvoja uporabe obnovljivih virov energije [49, 50]. V tej disertaciji se raziskuje možnost uporabe dodatnega vezja v cilju izpolnjevanja zahtev modernih standardov na področju kakovosti električne energije (IEEE 519-1992 v ZDA in IEC 61000-3-2/IEC 61000-3-4 v Evropi) in istočasno doseganje višjega izkoristka. Uporaba dodatnega vezja v topologiji APFa je nekoliko nenavadna, ker dodatne stopnje obdelave električne energije prinašajo dodatne izgube. A v nadaljnjem tekstu je pokazano, da povečanje izgub ni nujno, če dodatno vezje vpliva na spremembo stikalnih pogojev v osnovnem mostičnem vezju. Ideja uporabe spremenljive napetosti ni nova na področju močnostne elektronike, vendar se ne uporablja na področju aktivnih močnostnih filtrov [48, 51], verjetno zaradi tega, ker aktivni močnostni filtri zahtevajo prilagodljivost različnim časovnim potekom bremenskega toka in robustnost celotnega sistema. To je tudi razlog, da se klasične (pasivne) metode mehkega preklapljanja [52] (uporaba v razsmernikih) ne uporabljajo v APF-jih [27, 53, 54, 55], čeprav se isti avtorji ukvarjajo z razvojem obeh skupin pretvornikov. Lahko se sklepa, da je razvoj novih topologij in uveljavitev mehkega preklapljanja v aktivnih močnostnih filterih dokaj občutljiva tema, hkrati pa se pristop z večstopenjskimi pretvorniki težko uveljavlja v praksi.

Alternativo uporabi matričnega vezja predstavlja pristop s prilagoditvijo napetosti filtrskega kondenzatorja [56]. V tem primeru je zagotovljen popoln nadzor nad časovnim potekom filtrske napetosti, kar je v primeru uporabe resonančnih ali kvaziresonančnih vezij (spremenljiva napetost se le delno uravnava) samo delno izpolnjeno [57]. Pojem spremenljive napetosti v ožjem smislu zajema resonančna [28] vezja, kjer je napetost filtrskega kondenzatorja odvisna od lastnosti resonančnega tokokroga, in kvaziresonančna vezja (vezja z enim dodatnim tranzistorjem), kjer se uravnava praznjenje filtrskega kondenzatorja [57, 58], ne pa tudi njegovo polnjenje. Kvaziresonančna vezja s spremenljivo napetostjo filtrskega kondenzatorja se pogosto pojavljajo pri razsmerniških aplikacijah, ki zahtevajo sinusni izhodni tok.

Razvidno je, da se ideja spremenljive napetosti v močnostni elektroniki pojavlja v različnih oblikah ter se lahko tudi različno klasificira. Literatura [56] navaja, da je pristop, ki vnaša polnjenje in praznjenje kondenzatorjev (npr. resonančno vezje), upravičen takrat, ko posebna

aplikacija opravičuje povišane izgube. Izjeme, ko resonančno vezje poskrbi za povečan izkoristek, so dokaj redke [59].

V disertaciji je opisan potek raziskav od najpreprostejših pristopov k izboljšanju faktorja moči s spremenljivo napetostjo filtrskega kondenzatorja pri aktivnih močnostnih filtrih (APF), do topologije, ki se je izkazala za najprimernejšo za uporabo v APF-jih. Ta topologija je bila razvita na podlagi enofaznega mostičnega vezja, čeprav ima v svoji zgradbi še vsaj dva enosmerna pretvornika. Opisan je razvoj tega vezja in opravljena njegova primerjava z ostalimi variantami istega pristopa. V besedilu se bralec najprej seznaní s standardi na področju kakovosti električne energije. Potem se ideja spremenljive napetosti razvija skozi enostavnejše primere uporabe vse do končne različice aktivnega močnostnega filtra s spremenljivo (adaptivno) napetostjo filtrskega kondenzatorja. S simulacijami in z meritvami je pokazan vpliv adaptivne napetosti na popačenje omrežnega toka in na izkoristek sklopa APF – enosmerni pretvornik.

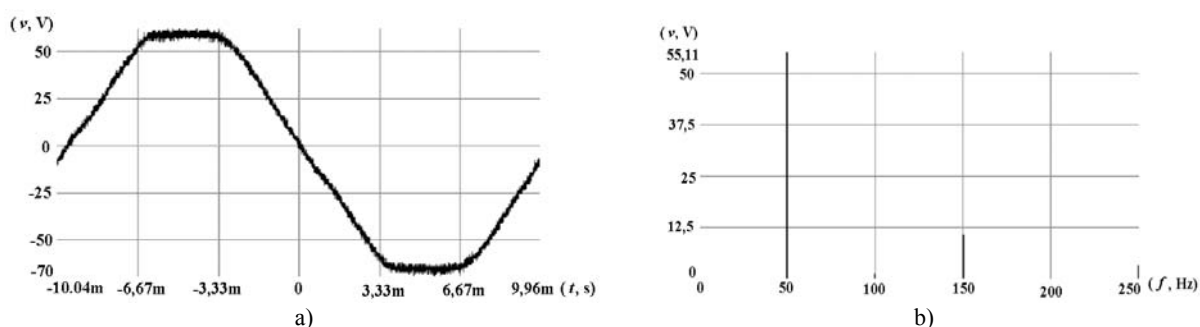
Področje raziskave doktorske disertacije se nanaša na moči od nekaj sto W do 2 kW, kar posega na področje majhnih, distribuiranih in obnovljivih virov energije. Poročilo Evropske komisije [61], podobno kot druge študije predvideva, da se bo delež obnovljivih virov v celotni energetski bilanci zvišal na 30 % (predvidevanja za leto 2025). Če se omenjena študija primerja z študijami s področja aktivnih močnostnih filtrov [48], kjer se predvideva združevanje čim večjega števila funkcij znotraj APF-a (npr. razsmerjanje in MPPT), se lahko sklepa, da je področje razvoja močnostnih pretvornikov povezano s trajnostnim razvojem energetike [62].

1. Kakovost električne energije

Kakovost električne energije je pojem, povezan z delovanjem elektroenergetskega sistema. Vključuje neprekinjenost oskrbe, sinusno obliko napetosti, konstantno frekvenco in ustrezne napetostno-tokovne odnose med prehodnimi pojavi. Višje harmonske komponente napetosti so posledica harmonskih komponent tokov v omrežju. Zato je generiranje tokov samo ene (osnovne) harmonske komponente v omrežju zelo pomembno za zagotavljanju kakovosti električne energije.

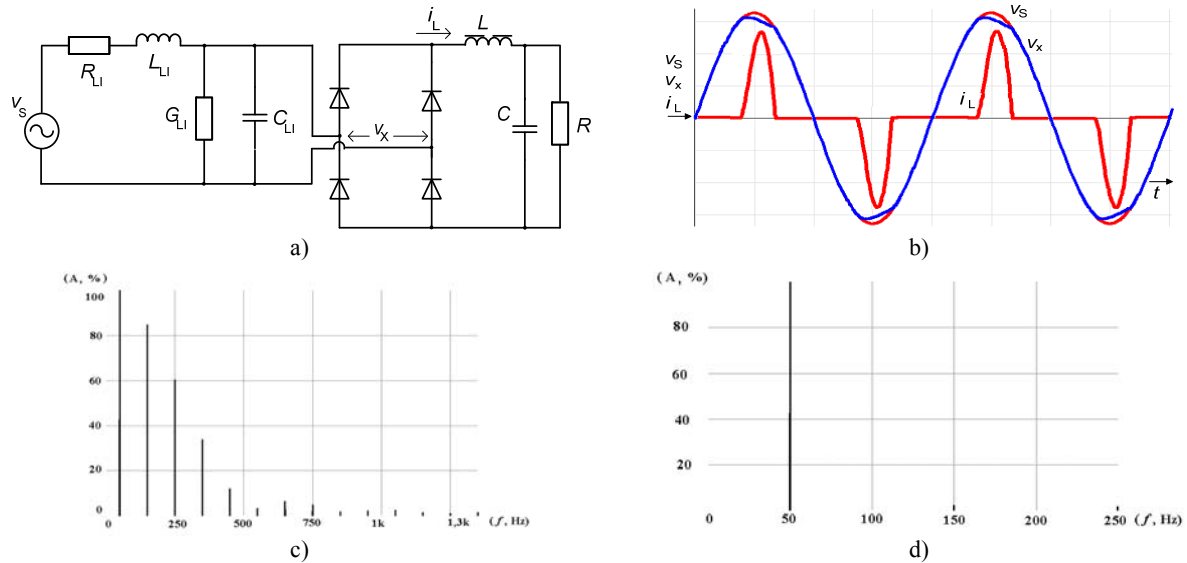
1.1. Kakovost omrežne napetosti v elektroenergetskem sistemu

Višje harmonske komponente toka so prisotne zaradi nelinearnih bremen, kot so transformatorji, usmerniške naprave ali fluorescentne sijalke. V tem smislu se posebna pozornost posveča usmernikom s kapacitivnim filtrom, ki se uporabljajo npr. v TV sprejemnikih in osebnih računalnikih pri gospodinjskih in poslovnih (različni uradi ali podjetja z velikim številom računalnikov) odjemalcih. Slika 1.1 a) kaže tipično popačenje omrežne napetosti kot posledico takšnih porabnikov [63].



Sl. 1.1: Tipično popačenje omrežne napetosti a) časovni potek, b) amplitudni spekter omrežne napetosti

Časovni potek omrežne napetosti se približuje trapezni obliki, kar je posledica prisotnosti tretje harmonske komponente napetosti (150 Hz). V frekvenčni domeni je to še bolj opazno (Sl. 1.1 b.). Takšna, popačena napetost se lahko izmeri v marsikateri točki elektroenergetskega sistema in obenem nakazuje, kakšen tip nelinearnega bremena je dominanten v električnem omrežju. Slika 1.2 kaže tipično nelinearno breme z pripadajočima časovnima potekoma toka in napetosti ter amplitudnima spektroma obeh signalov [63].



Sl. 1.2: Enofazni neregulirani mostični usmernik z modelom omrežja (a), tipičen poteki omrežne napetosti v_s , napetosti v_x in bremenskega toka i_L (b), amplitudni spekter bremenskega toka (c) in amplitudni spekter napetosti v_x na vhodu bremena

Prisotnost 3. harmonske komponente se povezuje z delovanjem pretvornika na omrežje. Ko se omrežna napetost približa svoji temenski vrednosti, se gladilni kondenzatorji usmernikov v omrežju polnijo, kar se kaže v popačenju linijskega toka (razred D) in popačenju omrežne napetosti, ki postaja bolj trapezne oblike [63, 64].

1.2. Standardi, ki omejujejo popačenje linijskega toka

Višje harmonske komponente linijskega toka torej povzročajo popačenje omrežne napetosti in druge negativne pojave, kar pomeni, da jih je treba čim bolj zmanjšati. Standardizacija na tem območju se izvaja že več kot 100 let [62]. Sodoben pristop standardiziranja se je začel leta 1982 s standardom IEC 555 [65], ki se je v 90. letih prejšnjega stoletja razvil v standard IEC 1000-3-2 [66, 67]. Standard IEC 1000-3-2 je potem bil nadgrajen s strani CENELEC in je kot Evropski standard EN 61000-3-2 aktualen še danes. Standard IEC 1000-3-2 se nanaša na električno opremo z nazivnim tokom do 16 A fazno pri omrežni napetosti 220 V – 240 V v enofaznih sistemih in 380 V - 415 V v trifaznih sistemih. Električna oprema je razvrščena v štiri razrede, in sicer A, B, C in D. Za vsak razred so podane definicije in dovoljene vrednosti posameznih harmonskih komponent. Standard je bil večkrat spremenjen in dopolnjen [64, 67]. V tem odstavku je podano sedanje stanje omenjenega standarda, enako kot njegov dosedanji razvoj ter predvidevanja za prihodnost, predvsem za razred D. Standard opisuje postopek za uporabo posebnih omejitev, vključuje določene izjeme, ki jih je treba upoštevati pri uveljavitvi standarda. Najbolj specifična določba je, da se standard ne nanaša na bremena, katerih nazivna moč je nižja od 75 W, se pa nanaša na razsvetljavo. V prihodnosti se pričakuje, da bo omenjena meja znižana na 50 W.

Razred A vključuje simetrična trifazna bremena, kot so različni grelci in elektromotorski pogoni, ki ne sodijo v razred D. Bolj natančno – sem spadajo orodja, z izjemo prenosnih električnih orodij, s fazno krmiljenimi izmeničnimi pretvorniki za rasvetljava (izmenični oz. AC/AC pretvornik s tiristorji) in avdio oprema. Električna oprema, ki ni razvrščena v enega od razredov, se obravnava kot oprema iz razreda A. Omejitve, ki se nanašajo na razred A, so podane v tabeli 1.1.

Tabela 1.1: Omejitve za opremo razreda A (IEC 1000-3-2)

Harmonska komponenta n	Maksimalna dovoljena vrednost harmonske komponente (A)
Lihe harmonske komponente	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \cdot 15/n$
Sode harmonske komponente	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \cdot 8/n$

Razred B v omenjenem standardu vključuje prenosna orodja in neprofesionalno opremo za varjenje. Omejitve za ta razred dobimo tako, da vrednosti iz tabele 1.1, pomnožimo s faktorjem 1,5.

Razred C zajema opremo za rasvetljava. Naprave, ki imajo vhodno moč, večjo od 25 W, ne smejo povzročati višjih harmonskih komponent preko omejitev, ki so podane v tabeli 1.2; izjema pri tem so fazno krmiljeni izmenični pretvorniki, ki sodijo v razred A.

Tabela 1.2: Omejitve za opremo razreda C (IEC 1000-3-2)

Harmonska komponenta n	Maksimalni dovoljeni bremenski tok izražen kot razmerje med harmonsko komponento toka in njegovo osnovno harmonsko komponento (%)
2	2
3	$30 \cdot (pf)^*$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$	3
(samo lihe harmonske komponente)	
* (pf) – faktor moči bremena	

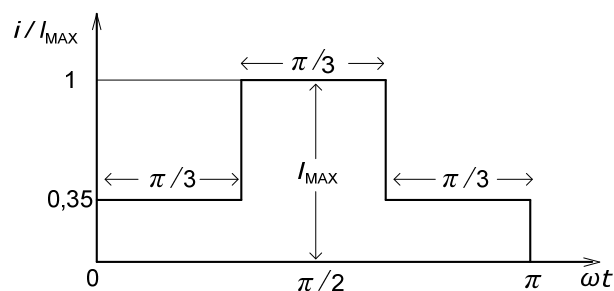
Električna oprema razreda D, ki ima vhodno moč, nižjo od 25 W, mora izpolnjevati enega od dveh kriterijev: višje harmonske komponente toka ne smejo presegati omejitve razreda D, ki so definirane kot funkcija nazivne moči bremena (tabela 1.3, drugi stolpec), oziroma tretja harmonska komponenta ne sme presegati 86 % osnovne harmonske komponente, podobno je peta harmonska komponenta omejena na 61 % osnovne harmonske komponente, kjer vhodni tok ustreza posebnim določilom omenjenega standarda.

Tabela 1.3. kaže obe varianti definicije razreda D: v drugem stolpcu so prikazane omejitve glede na moč, v tretjem pa maksimalne dovoljene vrednosti harmonskih komponent toka.

Tabela 1.3: Omejitve za opremo razreda D (IEC 1000-3-2)

Harmonska komponenta n	Maksimalni dovoljeni tok glede na moč (mA/W)	Maksimalna dovoljena vrednost harmonske komponente (A)
3	3,4	2,30
5	1,9	1,14
7	1,0	0,77
9	0,5	0,40
11	0,35	0,33
$11 \leq n \leq 39$	$3,85/n$	Kot v razredu A

V začetku razvoja elektrotehniških standardov je bil razred D omejen do 600 W delovne moči. Časovni potek toka bremena razreda D naj bi bil vsaj 95% časa znotraj okvira, prikazanega na sl. 1.3. Pričakovano je, da temenska vrednost omrežnega toka sovpada s temensko vrednostjo na sl. 1.3 (I_{MAX}).



Sl. 1.3: Definicija bremenskega toka razreda D po standardu IEC 1000-3-2

Električne naprave, ki sodijo v razred D, imajo v svojem vhodnem tokokrogu diodno mostično vezje in kondenzator za glajenje enosmerne napetosti (sl. 1.2 a), in tipičen časovni potek toka (sl. 1.2 b). Harmonske komponente toka za razred D so omejene ne glede na pojave, ki jih generirajo v električnem omrežju.

Omejitve harmonskih komponent v razredu D so očitno precej stroge (sl. 1.3), a bremenski tok razreda D se preoblikuje v bremenski tok razreda A z ustrežno spremembo časovnega poteka signala [9].

Definicija električne opreme, ki sodi v razred D, se je spreminjala, ker se je izkazalo, da ima ta razred pomemben učinek na električno omrežje. Trenutno je veljaven standard, ki določa, da je moč bremena razreda D manjša ali enaka 600 W, za naslednja nelinearna bremena: osebne računalnike, monitorje osebnih računalnikov in TV sprejemnike.

Poleg standarda IEC 1000-3-2 obstajajo tudi drugi standardi, ki se nanašajo na harmonsko sestavo bremenskega toka v omrežju. Standard IEC/TS 61000-3-4 podaja priporočila, namenjena za električno opremo z nazivnim faznim tokom, večjim od 16 A, ki so namenjena uporabi v omrežjih nazivne frekvence 50 Hz ali 60 Hz in nazivne napetosti do 240 V oziroma 600 V, odvisno od tega ali gre za enofazni ali za trifazni sistem. Standard IEEE 519-1992 podaja priporočila za omejitve višjih harmonskih komponent toka za gospodinjstvo uporabo in industrijo. Omejitve so podane v odstotkih temenske vrednosti prve harmonske komponente bremenskega toka in so toliko nižje, kolikor je nižje razmerje med kratkostičnim in bremenskim tokom, torej so omejitve strožje v šibkejših omrežjih. Standard pokriva tudi bremena višjih napetosti in večjih moči, ki jih IEC 1000-3-2 ne obravnava.

V prihodnosti se pričakuje, do se bodo zahteve glede prisotnosti višjih harmonskih komponent še naprej zaostrovale, vendar sprememb v klasifikaciji različnih tipov bremen

osebno ne pričakujem. Doseganje omejitev posameznih harmonskih komponent, kot jih definira standard IEC 1000-3-2 v enofaznih sistemih, je eden izmed pomembnejših ciljev disertacije, vendar je osrčje disertacije ideja, s katero je znotraj enega pristopa zajeta izboljšava faktorja moči in bolj učinkovita priključitev obnovljivih virov energije.

1.2. Načini za izboljšavo faktorja moči

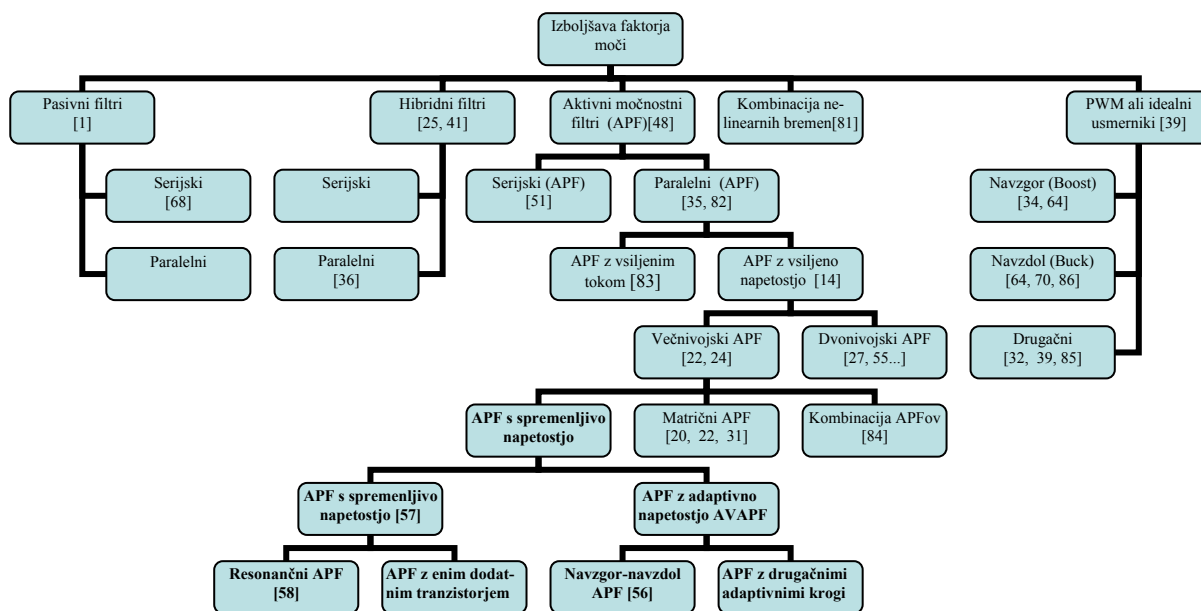
Obstaja obilica načinov, s katerimi je možno izboljšati faktor moči (*pf*). Slika 1.4 kaže možnosti, ki so sicer na voljo v enofaznih sistemih, a se večina teh pristopov lahko prilagodi in uporabi v trifaznih rešitvah. Podobno kot pasivni in hibridni filtri je tudi APF lahko serijski ali paralelen. Med metodami za izboljšavo faktorja moči se lahko izbira še med uporabo različnih kombinacij bremen, ki se medsebojno dopolnjujejo v frekvenčni domeni, in med takoimenovanimi PWM (angl. *pulse with modulation*) usmerniki.

V prejšnjih odstavkih je bilo omenjeno, da imajo pasivni filtri številne pomanjkljivosti, vključno z oscilacijami, ki se lahko pojavijo kot posledica njihove prisotnosti v električnem omrežju [68].

Vmesna faza v razvoju aktivne izboljšave faktorja moči je bila uporaba hibridnih filtrov [54, 70]. Sledila je uporaba aktivnih filtrov [48], ki so najfleksibilnejša rešitev, saj praktično ni nenadzorovanih dogodkov med njihovim delovanjem, vključno z aplikacijo neprekinjenega napajanja.

Primerjava možnosti za izboljšavo faktorja moči predstavlja pogost uvod v raziskave aktivnih močnostnih filtrov [63, 64, 69, 70, 71]. Obstajajo tudi članki, ki primerjajo različne aktivne močnostne filtre [47, 49, 51, 72, 73, 74] glede na topologijo, krmilni algoritem in podobno. Razvidno pa je, da aktivni močnostni filtri z adaptivno napetostjo filtrskega kondenzatorja do sedaj še niso bili predmet poglobljenih raziskav.

To pomeni, da je omenjeni pristop nov, čeprav se podobne topologije uporabljajo v elektromotorskih pogonih [75, 76, 77]. Možnost uporabe resonančnih vezij v aktivnih močnostnih filtrih je omenil Barns [58]. Njegove raziskave mogoče izvirajo iz korenin zgodnejših raziskavah, npr. pri Divan [78] in iz novejših aplikacij [79, 58, 80].



Sl. 1.4: Možnosti za izboljšanje faktorja moči z dodanim razredom pretvornikov s prilagoditvijo napetosti filterskega kondenzatorja

Pomembno je omeniti, da ima resonančno vezje omejitve v smislu generiranja poljubnega časovnega poteka napetosti filterskega kondenzatorja, ker resonančno vezje generira sinusne časovne poteke. Uporaba adaptivne napetosti filterskega kondenzatorja v APF-u je na splošno zahtevnejša kot rešitve, pri katerih se podobna vezja uporabljajo kot napetostni omejevalniki. Za pristop k takšni aplikaciji rešitve z enim dodatnim tranzistorjem [87, 56, 58] pogosto ne zadostijo vsem potrebam, zato je treba uporabiti vsaj dva dodatna tranzistorja [56]. Aktivni močnostni filtri z adaptivno napetostjo filterskega kondenzatorja lahko poskrbijo za vse časovne poteke napetosti filterskega kondenzatorja, ki jih zahteva poljuben bremenski tok. Rešitev z nižano frekvenco dodatnega adaptivnega kroga [56] je edinstvena v smislu pristopa in rezultira v zmanjšanju izgub v primerjavi z rešitvijo z enim samim tranzistorjem v APF aplikacijah [57].

V tej disertaciji je raziskana možnost priključitve dodatnega kondenzatorja z adaptivno napetostjo na enofazni aktivni močnostni filter. Na sl. 1.4 je to področje označeno **krepko**. Temu področju izboljšave faktorja moči se raziskovalci izogibajo, verjetno zaradi percepcije o znižanem izkoristku; v tej disertaciji je dokazano prav nasprotno, nakazana je pot za nove raziskave adaptivne napetosti, predvsem v enofaznih sistemih. Izkoristek naj bi pri tem ostal približno enak ali pa celo malo boljši, kot je v klasičnih aktivnih močnostnih filterih s konstantno napetostjo filterskega kondenzatorja.

2. PWM usmernik

V tem poglavju bo teoretično raziskana možnost uporabe adaptivne napetosti filtrskega kondenzatorja v idealnem [59] ali PWM usmerniku. Posebna pozornost bo posvečena napetostni obremenitvi polprevodniških stikal, znižanju popačenja (nižji THD) in doseganju boljših zmogljivosti pretvornika. Cilj tega poglavja je pripraviti podlago za raziskavo izgub enofaznega močnostnega filtra in oceniti mogoče izboljšave, ki jih prinese uporaba adaptivne napetosti filtrskega kondenzatorja v enofaznih in trifaznih aktivnih močnostnih filtrih.

Konec 80. let prejšnjega stoletja je bila predstavljena ideja uporabe resonančnega linka namesto klasičnega enosmernega tokokroga (DC linka) [88, 89]. Ti topologiji, vsaka z dvema tranzistorjema, se lahko uporabljata za različne aplikacije. Na splošno je znano, da pretvorniki z resonančnim linkom dosegajo nižji izkoristek kot ekvivalentni pretvorniki z DC linkom [59]. Verjetno je to razlog, da je v minulih dvajsetih letih uporaba resonančnih in njim podobnih kvaziresonančnih pretvornikov ostala omejena na posebne aplikacije. Takšne aplikacije so omejevalniki napetosti [76, 90] in uporaba posebnih enosmernih pretvornikov [17, 20]. V PWM pretvornikih takšnih uporab ne srečamo [64].

2.1. PWM usmernik in adaptivna napetost kondenzatorja v njegovem izhodnem tokokrogu

Slika 2.1 kaže štiri različne primere obremenitve enofaznega mostičnega vezja. Vsak primer je označen s svojo črko. V cilju poenostavitve prikaza se ista črka uporablja za oznako topologije in časovnih potekov. Sheme so narisane levo, časovni poteki pa desno.

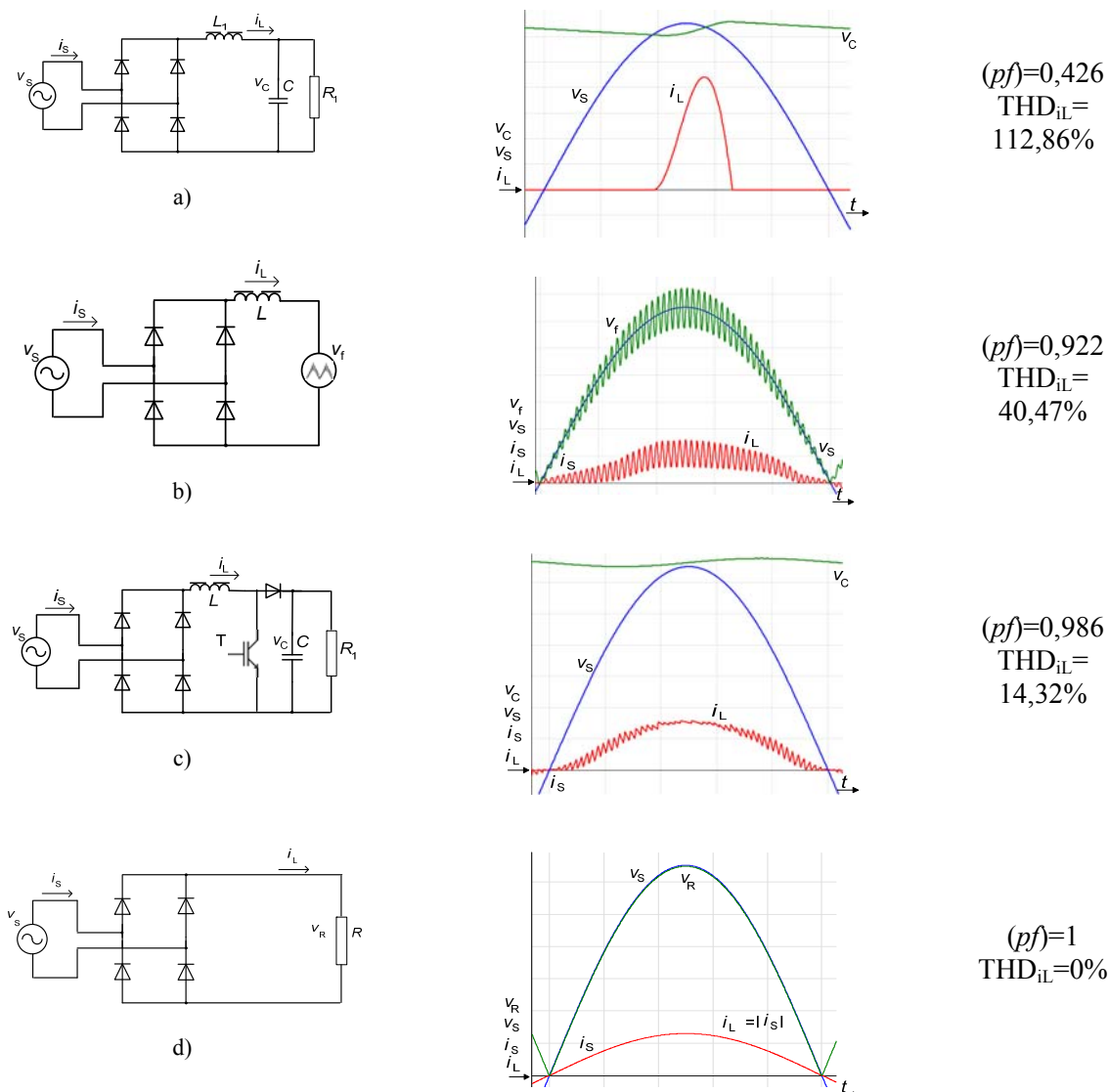
Po tem dogovoru slika 2.1 a) opisuje razmere v diodnem mostičnem vezju. V tem vezju je napetost kondenzatorja v njegovem izhodnem krogu približno konstantna, medtem ko je vhodni tok popačen. Faktor moči takšnega vezja je nizek (okrog 0,5). Idealen faktor moči naj bi bil enak ena (ohmsko breme), kot to kaže sl. 2.1 d). Z uporabo simulacijskega programa se opazi, da se faktor moči lahko izboljša, če se izhodna napetost definira, kot sledi:

$$v_f = k \cdot \sin(2\pi \cdot f) + 0,1 \cdot V_{Smax} \sin(2\pi \cdot f) + 0,995 \cdot V_{Smax} \left| \sin(2\pi f_g) \right| \quad (2.1)$$

Tu je k konstanta, ki se lahko definira od 1 do 10 (konstantna temenska vrednost). Namen tega enostavnega primera ni dosegati najboljše rezultate, ki jih omogoča adaptivna napetost

izhodnega (filtrskega) kondenzatorja, ampak pokazati vpliv adaptivne napetosti, ki je oblikovana z dokaj nizko frekvenco (5 kHz), na faktor moči.

Rezultati, ki so predstavljeni na sl. 2.1 b), so doseženi brez regulacijskega kroga, spremenljiva napetost pa emulira ohmsko breme ter približno sledi vhodni napetosti v_s . Na sl. 2.1 c) so doseženi boljši rezultati, ker se uporablja regulacijska zanka (referenčna vrednost se primerja z bremensko napetostjo). V tem primeru se spet uporablja nizka stikalna frekvenca. Številni krmilni algoritmi so predstavljeni v [59]. Zaradi enostavnosti prikaza in preproste primerjave je na sl. 2.1 c) prikazano samo močnostno vezje brez krmilnega algoritma.



Sl. 2.1: Usmerniki z različnim faktorjem moči in faktorjem popačenja THD za enako izhodno moč (1 kW) na omrežni napetosti ($V_s = 230$ V, $f_s = 50$ Hz)

Možnosti, ki jih kažeta sliki sl. 2.1 b) in c), se lahko uporabita za izboljšavo faktorja moči. Razširjena analiza, predstavljena v [64], ne omenja pristopa s slike 2.1 b). To je verjetno zato, ker adaptivne napetosti pogosto ni enostavno doseči. V primerjavi pristopov s slik 2.1 b) in c) pristop c) zahteva samo en tranzistor. Enosmerni pretvornik navzgor (angl. *Boost*) se lahko opazuje kot mejni primer uporabe pretvornika z adaptivno napetostjo izhodnega (filtrskega) kondenzatorja. Na izhodu enofaznega diodnega usmernika se namreč lahko pojavita dva napetostna nivoja (sl. 2.1 c)):

- izhodna napetost filtrskega kondenzatorja (v_c), ko prevaja dioda
- padec napetosti na vklopljenem tranzistorju

Vežja s sl. 2.1 je možno primerjati med seboj tudi po kriteriju tokovno/napetostnih razmer, ki so odločilne za izračun izgub. Izhodna napetost je na sl. 2.1 a) označena z v_c ter je približno konstantna in približno enaka temenski vrednosti omrežne napetosti. Pod takšnimi pogoji so reverzno polarizirane diode močno napetostno obremenjene.

V primeru ohmskega bremena (sl. 2.1 d)) je razvidno, da so diode manj napetostno obremenjene. V primeru s sl. 2.1 d) je napetostna obremenitev na dveh zaporno polariziranih diodah enaka temenski vrednosti omrežne napetosti in je prisotna samo takrat, ko omrežna napetost doseže svojo temensko vrednost, sicer pa je manjša. Takšna napetost se pojavlja tudi v primeru, ki ga kaže sl. 2.1 a), s to razliko, da je v tem primeru takšna napetostna obremenitev prisotna ves čas. V trenutku prehoda omrežne napetosti skozi vrednost nič zaporna napetost idealno tudi doseže vrednost nič.

To dejstvo nima posebnega pomena v diodnem mostičnem vezju, ker morajo v obeh primerih biti izbrane diode enakega napetostnega razreda. Z druge strani pa se odpira pot za razvoj aktivnega močnostnega filtra (naslednje poglavje), kjer so ob diodah vgrajeni tudi tranzistorji, ki jih spremljajo dinamične izgube. Glede na to, da tranzistorji preklapljuje skozi vso periodo omrežne frekvence, se v primeru spremenljive napetosti lahko pričakuje znižanje izgub v primerjavi z uporabo s konstantno napetostjo izhodnega kondenzatorja. V cilju razvoja pristopa z adaptivno napetostjo, ki ga kaže sl. 2.1 b), je treba raziskati pojave, ki se kažejo v enofaznem aktivnem močnostnem filtru. Glavni cilj disertacije je raziskati te pojave na različnih topologijah ter uporabiti adaptivno napetost za morebitno priključitev sončnih celic.

2.2. Možnost uporabe adaptivne napetosti v trifaznih sistemih

Idejo adaptivne napetosti se da razširiti na trifazne sisteme, v primerih, ki so predstavljeni v [91]. Žal najnižja napetost, ki se pojavlja v trifaznem diodnem mostičnem vezju (pulznost je 6), znaša $V_{S_{max}} \cdot \sin(60^\circ) \approx 0,866 \cdot V_{S_{max}}$, kar je v primerjavi z napetostjo nič v enofaznem mostičnem vezju zelo majhno znižanje, seveda kot posledica nizke maksimalne spremembe kondenzatorske napetosti. Enofazni tokokrog teoretično doseže 100% spremembo kondenzatorske napetosti, v trifaznem mostičnem vezju pa ta sprememba znaša manj kot 15%. Iz tega je mogoče sklepati, da je enofazni sistem ustrežnejši za tovrstno raziskavo kot trifazni sistem. Enofazno mostično vezje (angl. *H-bridge*) bo tako osnovna topologija za raziskave v tej disertaciji.

Kljub analizi v prejšnjem odstavku je presenetljivo, da je v literaturi lažje zaslediti aplikacije, ki se nanašajo na adaptivno kondenzatorsko napetost v trifaznih sistemih kot v enofaznih. Sorodne aplikacije, ki se jih lahko zasledi v trifaznih sistemih, se nanašajo na uporabo v razsmernikih. Rezultat omenjenih razmerij v trifaznih vezjih je znižanje izkoristka (kar je pričakovano). Izboljšanje izkoristka pa je, zanimivo, zabeleženo za specialno aplikacijo v hibridnih pogonih [60].

Enofazni sistemi so primernejši za raziskavo adaptivne napetosti iz sledečih razlogov:

1. Usmerjena omrežna napetost v enofaznih sistemih ima vrednost nič dvakrat v periodi omrežne napetosti, kar odpira možnost znižanja izgub v stikalnih elementih prek efekta mehkega preklapljanja (angl. *zero voltage switching*, ZVS), kar posledično lahko pripelje do zvišanja izkoristka [56].
2. Intervali nizke usmerjene napetosti v enofaznih sistemih so lahko uporabljeni tudi za morebitno priključitev alternativnih virov energije, kot so denimo sončne celice [56, 57]. Ta učinek je najbolj opazen pri obremenitvi enofaznega mostičnega vezja z bremenskim tokom razreda D (4. poglavje).
3. Spremenljiva napetost vpliva na zmanjšanje popačenja v enofaznih [56, 57, 92] in trifaznih sistemih [93], vendar je izboljšanje v enofaznih sistemih bolj zaznavno. Ta hipoteza vedno drži za aplikacije v močnostnih filtrih, vendar se v razmerniških aplikacijah, predvsem ko je znan časovni potek bremenskega toka, razlika zmanjšuje

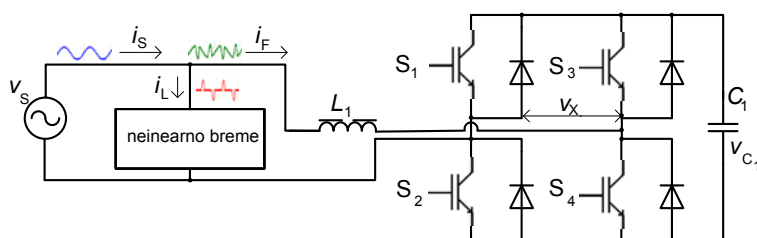
- in se lahko tudi v tem primeru dosežejo rezultati, podobni tistim v enofaznih aplikacijah [60].
4. V posebnih primerih se spremenljiva napetost lahko uporablja v elektromotorskih pogonih za znižanje pulzacij navora [92]. V zadnjih časih se lahko v razvojnih aplikacijah opazi, da se z eno spremembo znotraj klasičnega, uveljavljenega tehničnega sistema skuša izboljšati več parametrov. Tako so Lee in ostali [92] pokazali izboljšavo faktorja moči in zmanjšanje pulzacij navora kjer gre za raziskavo na enofaznem sistemu, iz česar je mogoče sklepati, da je enofazni sistem zelo primeren za istočasno reševanje različnih problemov. V trifaznih sistemih ima lahko takšen pristop zaradi velikega števila spremenljivk oziroma zaradi večjega števila faz za posledico nasprotujoče si zahteve.
 5. Enofazni sistemi so cenejši kot trifazni, kadar se uporabljajo na nižjih močeh. Torej so enofazni sistemi primernejši za razvoj distribuiranega elektroenergetskega sistema, ker predstavljajo dobro podlago za priključitev različnih obnovljivih virov energije (manjše moči). Koncept distribuiranega elektroenergetskega sistema se večinoma povezuje s trajnostnim razvojem družbe v celoti (angl. *sustainable development*) [60, 61, 94].

3. Enofazni mostični paralelni aktivni močnostni filter (APF)

3.1. Način delovanja s poudarkom na stikalnih izgubah

Podobno kot je trifazno mostično vezje dominantna topologija v trifaznih sistemih, tako tudi enofazno mostično vezje predstavlja najpogostejšo enofazno topologijo. V cilju raziskave izgub, posebej pa izgub pri preklapljanju, bo analizirano vsako preklopno stanje. Na ta način se bo ugotovilo, kateri mehanizmi so odločilni za nastanek večine stikalnih izgub ter bodo prikazani načini za optimiranje omenjenih izgub.

Enofazni aktivni močnostni filter je enofazni tokovni generator kompenzacijskega toka (sl. 3.1).

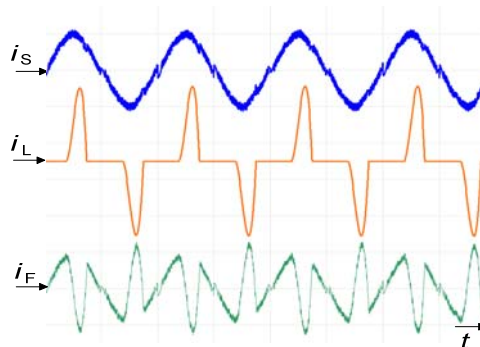


Sl. 3.1: Enofazni aktivni močnostni filter z označeno napetostjo v_x , ki ima lahko dve vrednosti ($v_x \approx 0$ V in $v_x \approx v_{c1}$) (dvonivojski filter)

V cilju kompenziranja nelinearnega bremenskega toka i_L (sl. 3.2) mora biti filtrski tok i_F enak razliki omrežnega linijskega toka (i_s) in bremenskega toka (i_L):

$$i_F = i_s - i_L \quad (3.1)$$

V aktivnih močnostnih filtrih se referenca linijskega toka pogosto generira na podlagi omrežne napetosti (ali še boljše na podlagi njegove prve harmonske komponente [30]). Za pravilno delovanje aktivnega močnostnega filtra je treba v vsakem trenutku zagotoviti zvišanje ali znižanje filtrskega toka za pozitivne in negativne vrednosti vhodne napetosti (sl. 3.2).



Sl. 3.2: Simulirani časovni poteki linijskega toka (i_s), bremenskega toka (i_L) in filtrskega toka (i_F) enofaznega močnostnega aktivnega filtra (5 A/div, 10 ms/div.)

Delovanje enofaznega aktivnega močnostnega filtra je mogoče prikazati s tabelo (tabeli 3.1 in 3.2). Preklapljanje stikal S_1 in S_2 je določeno izključno s polariteto omrežne napetosti (tabela 3.1):

Tabela 3.1: Določitev stanj stikal S_1 in S_2

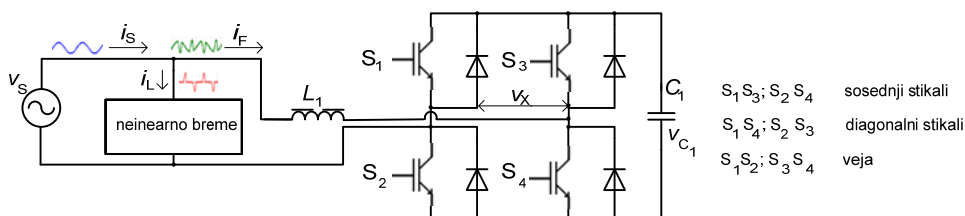
	$v_s(t) < 0$	$v_s(t) > 0$
S_1	1	0
S_2	0	1

Tabela 3.2 določa preklapljanje ostalih dveh tranzistorjev:

Tabela 3.2: Določitev stanj stikal S_3 in S_4

	$i_s(t) < kv_s(t)$	$v_s(t) > kv_s(t)$
S_3	0	1
S_4	1	0

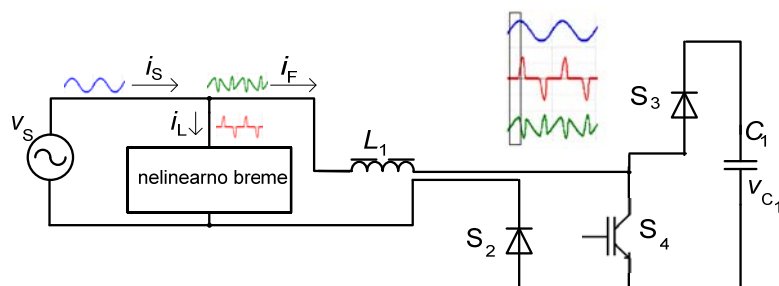
Sorazmernostni faktor k , ki povezuje linijski tok in omrežno napetost, se uporablja za pridobitev referenčnega linijskega toka. Za pravilno delovanje APF-a je potrebno zagotoviti, da je napetost filtrskega kondenzatorja višja od temenske omrežne napetosti ($V_{C1} > V_{Smax}$). Za povečanje omrežnega toka morata prevajati sosednji stikali. Ko se tok zmanjšuje, prevajata diagonalni stikali (sl. 3.3).



Sl. 3.3: Enofazni aktivni močnostni filter z označeno napetostjo v_x in definicijo sosednjih in diagonalnih stikal

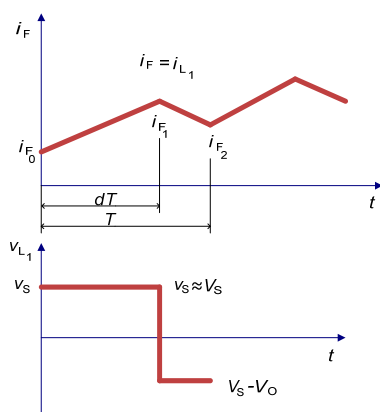
3.1.1. Enofazni paralelni aktivni močnostni filter kot tokovni ponor

V primerjavi z omrežno napetostjo bremenski tok razreda D zaostaja. Zato ga je treba z delovanjem APF-a preoblikovati. Ko tako želimo linijski tok v nekem trenutku povečati, morata biti vklopljeni sosednji stikali (S_2 in S_4 , kadar je omrežna napetost pozitivna).



Sl. 3.4: Stanji stikal enofaznega paralelnega aktivnega močnostnega filtra za pozitivno omrežno napetost (v_s), ko se APF obnaša kot tokovni ponor

Preklapljanje stikala S_4 predstavlja primer trdega preklapljanja, ker je omrežna napetost v_s na splošno različna od vrednosti nič. Pred vklopom stikala S_4 (sl. 3.4) je na njem omrežna napetost. Ko se stikalo izklopi, je na njem napetost filtrskega kondenzatorja, zvišana za padec na diodi stikala S_3 . V intervalu, ko stikalo S_4 prevaja, filtrski tok i_F narašča. Ko se stikalo S_4 izklopi, tok i_F začne upadati in lahko celo lahko spremeni svojo smer. Da se to zgodi, mora biti napetost v_{C1} večja, kot je omrežna napetost. V trenutkih preklopa je tok, ki teče skozi S_3 in S_4 , filtrski tok, kar pomeni, da so preklapljanja trda (velike izgube). Iz tega je razvidno, da napetost v_{C1} vpliva na velikost stikalnih izgub. Z drugimi besedami, zmanjšanje napetosti v_{C1} v določenih intervalih bi omogočila tudi zmanjšanje stikalnih izgub.



Sl. 3.5: Filtrski tok (i_F) in napetostne razmere (v_{L1}) na filtrski dušilki (L_1) pri različnih stanjih aktivnega močnostnega filtra

Napetost filtrske dušilke v_{L1} je prikazana na sl. 3.5. Pri tem je upoštevano, da je napetost filtrskega kondenzatorja približno konstantna in enake polaritete. Upoštevano je tudi, da je stikalna frekvenca veliko večja od frekvence omrežne napetosti. To pomeni, da so stikalni

pogoji (omrežna napetost in napetost filtrskega kondenzatorja) približno enaki pred vklopom in po vklopu določenega stikala (S_3 ali S_4).

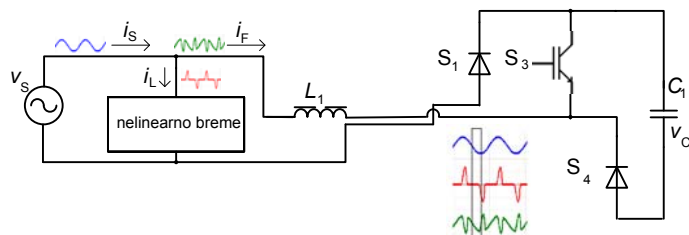
APF se znotraj ene polperiode omrežne napetosti obnaša kot usmernik in kot razsmernik. Zaradi spremembe smeri filtrskega toka se spreminja tudi smer pretoka energije. V odvisnosti od vklopnega razmerja d in napetosti izhodnega (ali filtrskega) kondenzatorja V_O APF pošilja ali sprejema energijo iz omrežja. Vklopno razmerje je v aktivnem močnostnem filteru spremenljivka, zato se raje označuje z oznako d kot z veliko črko D , ki je uveljavljena pri enosmernih pretvornikih.

Najpreprostejša razlaga delovanja enofaznega aktivnega močnostnega filtra temelji na dejstvu, da mora biti vklopno razmerje d definirano enako za pozitivne in negativne vrednosti omrežne napetosti. Če se vklopno razmerje definira prek intervala, v katerem prevajata dva sosednja tranzistorja (sl. 3.3), se lahko aktivni močnostni filter opazuje kot pretvornik navzgor (angl. *Boost converter*).

Ko je omrežna linijska napetost pozitivna in ko stikali S_2 in S_4 prevajata, je napetost filtrske dušilke v_{L1} enaka omrežni napetosti:

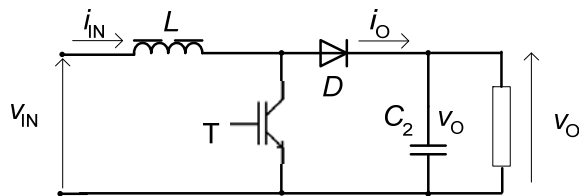
$$v_{L1} = v_s \quad 0 \leq t \leq d \cdot T \quad (3.2)$$

Podobna situacija se pojavlja, ko je omrežna napetost negativna (sl. 3.6), stikali S_1 in S_3 pa prevajata. V obeh primerih je enačba (3.2) veljavna.



Sl. 3.6: Stanje enofaznega paralelnega aktivnega močnostnega filtra, ko je omrežna napetost negativna, filtrski tok (i_F) pa narašča

Razmere, ki jih kažeta sliki 3.4 in 3.6., se lahko opišejo z enačbo (3.2) in primerjajo z dogajanjem v pretvorniku navzgor (sl. 3.7).



Sl. 3.7: Enosmerni pretvornik navzgor se lahko uporabi za ilustracijo dogajanj v APF-u, ko APF deluje kot tokovni ponor

Ko se APF obnaša kot tokovni ponor, se lahko primerja s pretvornikom navzgor. Tokrat po izklopu tranzistorja T tok i_{IN} komutira na diodo D . Pri APF-u je to filtrski tok i_F . Ko dioda D prevaja, je napetost na dušilki L enaka razliki vhodne V_{IN} in izhodne V_O napetosti. Pri APF-u je treba odšteti absolutno vrednost vhodne napetosti in napetosti filtrskega kondenzatorja:

$$v_{L1} = |v_s| - V_{C1} \quad d \cdot T \leq t \leq T \quad (3.3)$$

Pretvornik navzgor je eden izmed osnovnih pretvornikov [59]. Glede na to, da je tudi pri njem izhodna napetost višja od vhodne, ga lahko primerjamo z APF-om tudi po kriteriju napetosti, ki se pojavlja v sistemu. Če upoštevamo, da je energija, ki jo dušilka sprejeme, enaka energiji, ki jo dušilka odda (angl. *volt-second balance*), potem lahko zapišemo:

$$v_s \cdot d + (v_s - V_{C1}) \cdot (1 - d) = 0 \quad (3.4)$$

V negativni polperiodi omrežne napetosti (v_s) se izhodni (filtrski) kondenzator polni takrat, ko se filtrski (oz. izhodni) tok zmanjšuje

$$v_s \cdot d + v_s - v_s \cdot d - V_{C1} + V_{C1} \cdot d = 0 \quad (3.5)$$

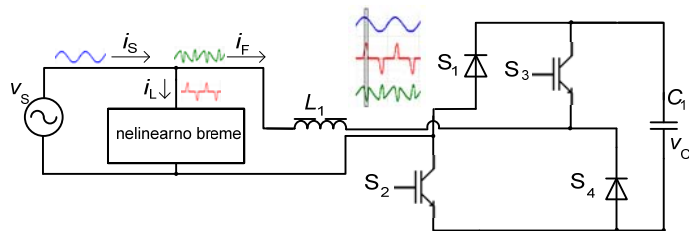
Sledi:

$$V_{C1} = \frac{|v_s|}{1 - d} \quad (3.6)$$

Absolutna vrednost omrežne napetosti pomeni, da mostični pretvornik deluje enako (simetrija delovanja) za pozitivne in negativne vrednosti omrežne napetosti. Po analogiji z enosmernim pretvornikom navzgor, omrežna napetost v_s predstavlja enosmerno pulzirajočo vrednost (3.6).

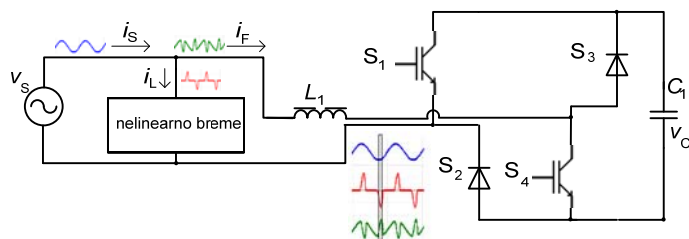
3.1.2. Enofazni paralelni aktivni močnostni filter kot tokovni vir

Delovanje aktivnega močnostnega filtra se lahko razloži z enosmernim pretvornikom tudi v intervalih, ko se smer pretoka energije spremeni; tokrat analogija s pretvornikom navzgor (sl. 3.7) ni več veljavna. V intervalih, ko nelinearno breme zahteva tok (i_L), katerega temenska vrednost je večja kot je amplituda sinusnega (referenčnega) toka, ki ustreza delovni moči bremena, APF oddaja energijo v omrežje. Slika 3.8 kaže prevajanje stikal (tranzistorjev), ko APF kompenzira jalovo moč bremena za pozitivne polperiode omrežne napetosti (v_S). V omenjenem intervalu stikali S_2 in S_3 prevajata, moč pa zagotavlja filtrski kondenzator C_1 .



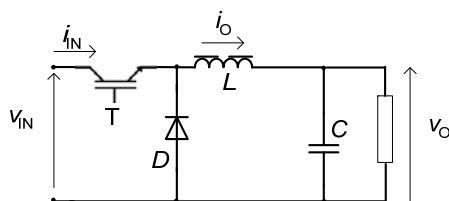
Sl. 3.8: Stanje enofaznega aktivnega močnostnega filtra, ko se APF obnaša kot tokovni vir, omrežna napetost (v_S) pa je pozitivna

Kot je rečeno, mora biti za spremembo smeri pretoka energije napetost filtrskega kondenzatorja v_{C1} večja od temenske vrednosti omrežne napetosti. Med pozitivno polperiodo omrežne napetosti morata prevajati dva diagonalna tranzistorja (sl. 3.3), to sta S_2 in S_3 . Ko se izklopi stikalo S_3 , se energija, shranjena v dušilki L_1 , vrača v filtrski kondenzator skozi diode stikal S_1 in S_4 . Med negativno polperiodo omrežne napetosti para diagonalnih stikal zamenjata vlogi – opaziti je mogoče analogno dogajanje. Ko APF oddaja energijo in je omrežna napetost negativna, stikali S_3 in S_4 (sl. 3.9) prevajata; diodi stikal S_3 in S_2 prevajata za kratek čas, ko pa se izklopijo tranzistorji stikal S_1 in S_3 , se energija filtrske dušilke L_1 prenese na omrežje in filtrski kondenzator.



Sl. 3.9: Stanje enofaznega aktivnega močnostnega filtra, ko se APF obnaša kot tokovni vir, omrežna napetost (v_S) pa je negativna

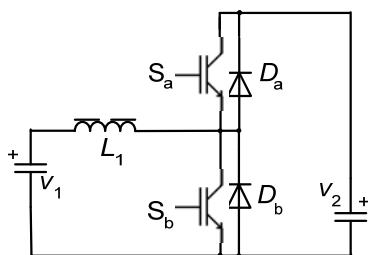
Podobno kot v prejšnjem podpoglavju, kjer je bila podana analogija za APF kot tokovni ponor v obliki pretvornika navzgor, v tem primeru APF kot tokovni vir nadomešča pretvornik navzdol (angl. *Buck converter*).



Sl. 3.10: Pretvornik navzdol

Ko sta hkrati vklopljeni stikali S_1 in S_4 (sl. 3.9), je prevajanje analogno tranzistorju T (sl. 3.10), ko pa prevajata diodi stikal S_2 in S_3 , je prevajanje podobno prevajanju diode D (sl. 3.10).

Pri modeliranju APF-a z enosmernimi pretvorniki je treba upoštevati, da je delovanje enosmernih pretvornikov prepleteno in se nadgrajuje. Lahko se reče, da pretvornika navzgor in navzdol znotraj enofaznega mostičnega vezja izmenično oblikujeta filtrski tok tako, da le-ta pridobi zahtevano obliko. Slika 3.11 kaže vezje, ki predstavlja enofazno mostično vezje (APF) znotraj ene polperiode omrežne napetosti.



Sl. 3.11: Analogija enofaznega mostičnega vezja za eno polariteto vhodne omrežne napetosti

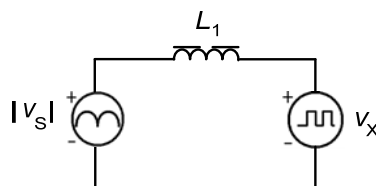
Identično topologijo je mogoče pridobiti z razlago tabel 3.1 in 3.2, ker stikala v veji, kjer ni filtrske dušilke, preklaplajo na omrežni frekvenci (50 Hz). Drugi del enofaznega mostičnega vezja vsebuje kombinacijo pretvornika navzgor in pretvornika navzdol. Ko stikalo S_b prevaja, tok skozi (filtrsko) dušilko L_1 narašča. Ko se S_b izklopi, tok komutira na diodo D_a (delovanje pretvornika navzgor). V tem primeru napetost v_1 označuje vhodno, v_2 pa izhodno napetost. Za pretok energije v nasprotno smer je treba vklopiti stikalo S_a (delovanje navzdol). Za pravilno delovanje mora biti napetost v_2 večja od napetosti v_1 . Ko se S_a izklopi, tok skozi dušilko L_1 komutira na diodo D_b . Iz te razlage sledi, da je enofazni mostični pretvornik zgrajen iz izmenične veje in enosmernega (DC/DC) bidirekcijskega (dve smeri pretoka energije) pretvornika. Stikali v izmenični veji (S_1 in S_2) preklapljata na omrežni frekvenci, ostali dve stikali (S_3 in S_4) pa na bistveno višji stikalni frekvenci (bidirekcijska veja. V tem odseku je enofazno mostično vezje razloženo iz več zornih kotov. Cilj tega pristopa bo povzet v četrtem

poglavju, kjer bo delovanje celotnega pretvornika modificirano s še eno dodatno vejo, ki po svoji topologiji ustreza vezju na sl. 3.11.

3.2. Stikalne razmere v enofaznem paralelnem mostičnem vezju

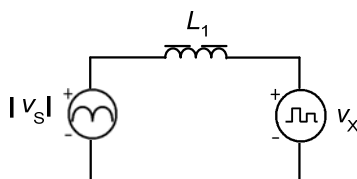
V drugem poglavju so bili analizirane razmere pri preklapljanju stikal v enofaznem nekrmiljenem mostičnem vezju. Nakazana je bila tudi možnost za znižanje stikalnih izgub in popačenja toka pri uporabi adaptivne napetosti na izhodnem (filtrskem) kondenzatorju. V tem poglavju bo ta ideja razvita na enofaznem aktivnem močnostnem filteru (APF).

Izračun izgub kompleksnih sistemov je zelo zahteven, točnost rezultatov pa je pogosto vprašljiva in edino meritve dajo dokončen odgovor. V želji po čim bolj preprosti obravnavi, ki ji bodo sledile simulacije in izdelava praktičnega modela, bosta primerjana modela klasičnega APF-a (sl. 3.12) in APF-a z adaptivno napetostjo filtrskega kondenzatorja (AV APF), ki ga kaže slika 3.13.



Sl. 3.12: Poenostavljeni model enofaznega aktivnega močnostnega filtra (APF) s konstantno napetostjo filtrskega kondenzatorja

Model, ki ga kaže slika 3.12, se lahko razširi z uporabo adaptivne napetosti filtrskega kondenzatorja, kot je to prikazano na sliki 3.13.



Sl. 3.13: Poenostavljeni model enofaznega aktivnega močnostnega filtra (APF) z adaptivno napetostjo filtrskega kondenzatorja

Prilagoditev napetosti filtrskega kondenzatorja absolutni (usmerjeni) vrednosti omrežne napetosti zmanjšuje odstopanje toka skozi dušilko L_1 od referenčne vrednosti – njegovo valovitost (angl. *ripple*). Glede na to, da obstajajo različni intervali v delovanju APF-a, je za vsako stanje stikal opravljena primerjava dogajanja pri konstantni in adaptivne napetosti filtrskega kondenzatorja. Primerjava je podana v obliki tabele 3.3 za breme razreda D.

Tabela 3.3: Način delovanja in možnosti za zmanjšanje stikalnih izgub enofaznega paralelnega aktivnega močnostnega filtra z uporabo adaptivne napetosti filtrskega kondenzatorja

	<p>Stikalo S_2 prevaja filterni tok i_f med pozitivno polperiodo, na njem ni možnosti znižanja izgub. Stikalo S_4 preklaplja omrežno napetost v_s ter oblikuje spremenljivo napetost (v_{C1}), vendar ne znižuje izgub. Stikalo S_3 preklaplja razliko omrežne napetosti in napetosti filtrskega kondenzatorja. Če je ta razlika velika kot pri klasičnem APF-u (DC-link), se na dušilki L_1 inducirajo visoke napetosti. Z uporabo adaptivne napetosti se zmanjšujejo inducirane napetosti na dušilki L_1; tako se lahko doseže preklapljanje pri napetosti nič (angl. <i>zero voltage switching</i>, ZVS), hkrati se tudi zmanjšuje popačenje filtrskega toka.</p>
<p>a) APF kot tokovni ponor</p>	<p>Uporaba adaptivne napetosti filtrskega kondenzatorja v_{C1} v tem intervalu načeloma nima prednosti pred uporabo konstantne napetosti V_{C1}, ker je visoka napetost filtrskega kondenzatorja potrebna za spremembo smeri pretoka energije. Če se pa adaptivna napetost oblikuje z uporabo vezja, v katerem se lahko pojavljajo kratkotrajni prevzponi, se teoretično lahko doseže hitrejša sprememba toka (boljša dinamika), vendar se znižanje stikalnih izgub ne more pričakovati in je načeloma enako kot pri klasičnem APF-u s konstantno napetostjo filtrskega kondenzatorja.</p>
<p>b) Interval, v katerem se spremeni smer pretoka el. energije. Delovanje je podobno kot pri pretvorniku navzdol (APF se obnaša kot tokovni vir).</p>	<p>APF se obnaša kot tokovni ponor, podobno kot v intervalu, ki ga kaže primer a). Če je napetost filtrskega kondenzatorja nižja kot pri klasičnem APF-u, se lahko pričakuje znižanje dinamičnih izgub, ker stikalo S_3 preklaplja pri nižji napetosti. Glede na to, da je stikalna frekvenca f_s dokaj visoka (tipično od 20 kHz do 25 kHz), je prihranek opazen in je višji pri višjih frekvencah.</p>
<p>c) Enako kot na a)</p>	<p>APF se obnaša kot tokovni ponor. Interval, ki ga kaže primer d), je analogen intervalu iz primera a), s to razliko, da namesto stikal S_2 in S_4 prevajata stikali S_1 in S_3. V komentarju primera a) je bilo omenjeno, da se lahko pričakuje znižanje izgub na stikalu S_3. Zaradi spremembe vlog posameznih stikal se v tem primeru lahko pričakuje znižanje izgub na stikalu S_4.</p>
<p>d) Analogno kot a) in c)</p>	<p>APF se obnaša kot tokovni vir. Tokovno-napetostne razmere za primer e) so analogni tokovno napetostnim razmeram primera b). Z uporabo adaptivne omrežne napetosti ni možno znižati izgub na posameznih stikalih.</p>
<p>e) Analogno kot b)</p>	<p>APF se obnaša kot tokovni ponor. Z uporabo adaptivne napetosti se lahko znižajo izgube na stikalu S_4.</p>
<p>f) Analogno kot c)</p>	

S primerjavo delovanja APF-a za različne oblike časovnega poteka napetosti filtrskega kondenzatorja se lahko opazi, da je možno znižati stikalne izgube na enem izmed stikal, ki preklapljata pri stikalni frekvenci – to sta stikali S_3 in S_4 . Znižanje stikalnih izgub je možno, kadar se APF obnaša kot tokovni ponor (tabela 3.3, primeri a), c), d) in f)). Predznak omrežne napetosti določa, na katerem stikalu se lahko pričakuje znižanje stikalnih izgub.

3.3. Algoritmi za krmiljenje enofaznega APF-a

Časovno diskretna dvopoložajna regulacija je vrsta nelinearne regulacije, ki se uporablja za regulacijo sistemov s spremenljivo strukturo (angl. *variable structure systems*). Obstaja nekaj podobnih algoritmov, ki se v različnih aplikacijah različno imenujejo. Histerezna regulacija je tudi dvopoložajna regulacija, a se uporablja v sistemih kjer ni časovnega signala, ker preprečuje nenadzorovan prehod med stanji v kratkih časovnih intervalih. V anglosaksonski literaturi se pogosto uporablja termin *sliding mode* (v prevodu drsni režim), ki ga karakterizira spremenljiva stikalna frekvenca [95-104]. Načeloma gre za sisteme, ki imajo podobne regulacijske lastnosti in jim je včasih težko določiti mejo med posameznimi pristopi. Lastnosti vseh naštetih regulacijskih algoritmov so zagotovljena stabilnost in robustnost algoritma z ozirom na spremembe parametrov regulacijskega kroga, omrežja in bremena [103].

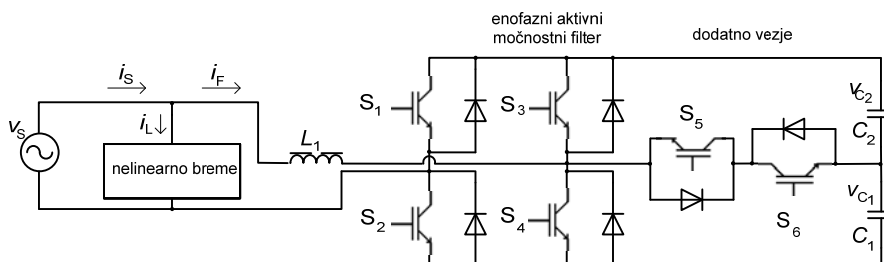
Dvopoložajni regulator je dokaj enostaven za implementacijo v primerjavi z ostalimi nelinearnimi regulatorji [35, 45, 63, 102], zato se pogosto uporablja za regulacijo kvaziresonančnih tokokrogov. Glavna pomanjkljivost drsnega (angl. *sliding mode*) regulatorja, ki omejuje njegovo uporabo, je delovanje pri spremenljivi stikalni frekvenci in prisotnost pogreška v ustaljenem stanju [102]. Paralelni aktivni močnostni filter je specifičen pretvornik, ki lahko pravilno deluje pri različnih napetostih filtrskega kondenzatorja. Na njegovem filtrskem kondenzatorju ni priključenega bremena, kar pomeni, da se njegova vrednost lahko prilagaja razmeram v pretvorniku, po drugi strani pa se zato morebitni pogrešek nelinearnega regulatorja akumulira. To pomeni, da se DC link APF-a obnaša podobno kot integralni člen regulatorja in zmanjšuje pogrešek v ustaljenem stanju. Pri drsnem režimu spremenljiva stikalna frekvenca ni problematična, dokler je pogrešek regulatorja dovolj majhen [18].

Lahko zaključim, da ima drsni režim (in ostali dvopoložajni pristopi) veliko dobrih lastnosti in je praktičen za uporabo v APF aplikacijah. To so opazili številni avtorji, kot so recimo Torrey et. al. [43], in drugi [94], ki so raziskovali lastnosti APF-a [54, 63, 72, 94, 105]. Čeprav je dvopoložajni pristop enostaven, se uporablja tudi v najnovejših raziskavah ([27, 106]).

3.4. Večnivojski enofazni pretvorniki

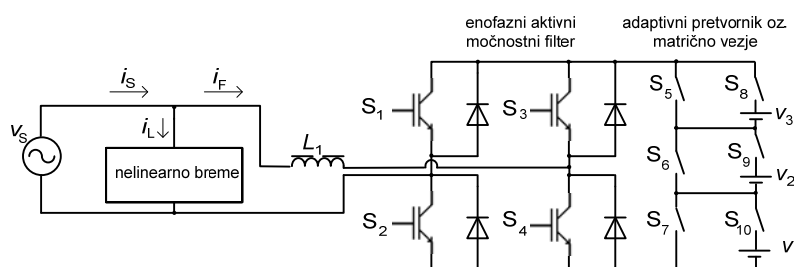
Večnivojski enofazni pretvorniki se v zadnjih letih pojavljajo v strokovnih revijah [22, 24]. Članki, ki obravnavajo omenjeno problematiko, so dokaj redki, iz česar je mogoče sklepati, da

to področje ni bilo preveč zanimivo raziskovalcem s področja aktivnih močnostnih filtrov in podobnih pretvornikov. Slika 3.14 kaže rešitev, ki so jo predlagali Lin in ostali v [24]. Klasičen mostični APF predstavlja primer dvonivojskega pretvornika (sl. 3.12), pri katerem se poljubni časovni potek filtrskega toka doseže s priklopljanjem napetosti nič in (približno konstantne) napetosti filtrskega kondenzatorja. Rešitev na sl. 3.14 kaže možnost povečanja števila napetostnih nivojev. V tem vezju se pojavlja napetost nič, napetost filtrskega kondenzatorja in polovična napetost (približno konstantne) napetosti filtrskega kondenzatorja.



Sl. 3.14: Tronivojski enofazni paralelni APF s štirikvadrantnim stikalom

Kot sledi iz simulacijskih rezultatov, predstavljenih v [24], ta pretvornik omogoča polovično napetostno obremenitev in polovično popačenje (THD) pod enakimi pogoji (tok bremena, omrežna napetost, stikalna frekvenca in algoritem). Še korak naprej v smeri povečanja števila napetostnih nivojev so naredili Kirawanich in ostali [22]. Uporabili so matrično vezje s šestimi dodatnimi stikali (sl. 3.15). Če so vklopljena stikala S_5 , S_6 , in S_{10} , je napetost, ki se lahko uporabi za doseganje zelenega filtrskega, toka v_1 . V naslednjem intervalu se napetost lahko zviša za napetost v_2 , če se stikalo S_6 izklopi, S_9 pa vklopi. V tem primeru je kombinacija vklopljenih stikal S_5 , S_9 in S_{10} , napetost na enosmernih vodilih pa $v_1 + v_2$.



Sl. 3.15: Enofazni matrični APF (večnivojski pretvornik)

Pretvornik s slike 3.15 ima akumulatorje namesto kondenzatorjev, verjetno zaradi zagotavljanja konstantne napetosti posameznih odsekov matričnega pretvornika pri delovanju z različnimi bremenskimi toki. Ta pristop je avtorjem omogočil, da so se posvetili regulacijskemu algoritmu, ne da bi prišlo do prenapetosti ali da se bi napetost nekontrolirano razporedila, kar je sicer pogost pojav pri uporabi kondenzatorskih baterij. Omenjeni primer

ilustrira dejstvo, da pri večnivojskih pretvornikih število stikal in število dodatnih energijskih rezervoarjev hitro narašča s številom dodatnih napetostnih nivojev.

Za obe topologiji (sl. 3.14 in sl. 3.15) je število napetostnih nivojev omejeno, število stikal v primerjavi z mostično topologijo pa torej narašča. Rezultat več napetostnih nivojev se kaže v zmanjšanju popačenja (izboljšanje THD) [22, 24, 57, 93]. Pristop, ki je uporabljen v tej disertaciji, je nakazan v Barnsovi knjigi [58] iz leta 2003. Omenjena knjiga prikazuje pregled osnovnih elektromotorskih pogonov in je najstarejši razpoložljivi vir, ki omenja uporabo resonančnih pretvornikov v enofaznih mostičnih vezjih. Inovativen pristop, kjer je opisana uporaba kvaziresonančnega vezja za zmanjšanje pulzacij navora, je objavljen štiri leta pozneje [92]. Uporaba podobnih vezij v enosmernih pretvornikih in trifaznih razsmernikih je pogostejša [58, 59, 76, 79, 80, 87, 88, 90, 93, 107, 108]. Ta disertacija predstavlja uporabo enofaznih vezij za obnovljive vire energije, posebej za nizkonapetostne vire, kot so sončne celice [38].

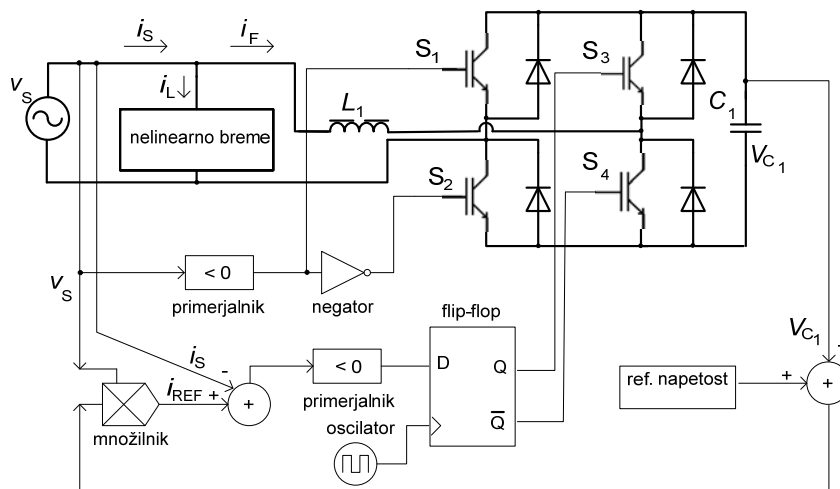
Kot je bilo predstavljeno v 2. poglavju, imajo enofazni sistemi bistveno drugačno problematiko in lastnosti kot trifazni sistemi. Akagi in ostali [48] so dali pomembne smernice za razvoj APF pretvornikov. Tako je APF treba uporabljati za čim več funkcij. V tej disertaciji bo to preizkušeno z različnimi topologijami. Uporaba večnivojskih pretvornikov za izboljšavo faktorja moči je razmeroma redka, posebej v enofaznih sistemih, nekatere njihove lastnosti pa so zelo zaželene (npr. nižje stikalne napetosti). Kjaer in ostali [49] so razložili, da so podobne lastnosti zaželene tudi pri obnovljivih energijskih virih. V svojem članku analizirajo trende, ki so se pojavili v razvoju novih tehnologij, predvsem pri sončnih celicah (nizke napetosti obnovljivih virov energije). En pristop je ponudil tudi Sladić z ostalimi avtorji [56, 57]. Po številnih simulacijah z različnimi topologijami se lahko zaključi, da je možno pričakovati izboljšavo izkoristka enofaznega mostičnega APF-a, ne glede na povečano število stikal. Prednosti se povečujejo, kadar je treba priključevati dodatne vire energije. Področje je zanimivo tudi za nadaljnje raziskave, kajti z različnimi kombinacijami enosmernih pretvornikov (znanih jih je več kot 500 [107, 108]) je mogoče pridobiti različne lastnosti večnivojskega pretvornika [56, 57, 58].

3.5. Izkoristek enofaznega mostičnega APF-a

Enofazni APF je primer sofisticiranega pretvornika, katerega izkoristek je odvisen od številnih parametrov. Simulacijske študije izgub in izkoristka sofisticiranih pretvornikov so zelo redke [109]. Če se take študije pojavljajo v objavah, je pomembno primerjati dve

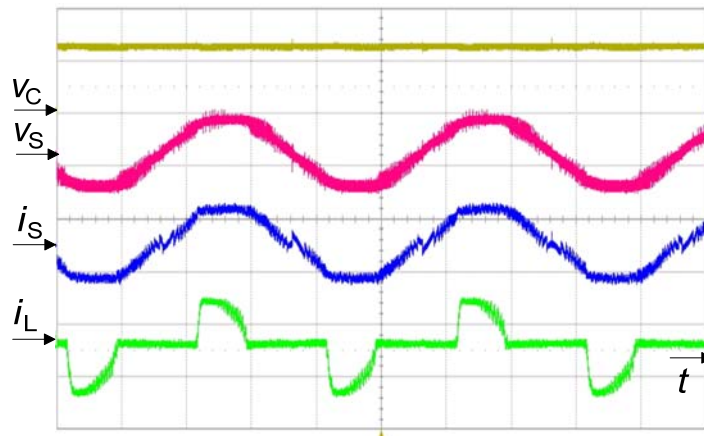
podobni vezji [56, 109], kajti težko je zajeti in točno modelirati vse tipe izgub. Primer izgub, ki niso hvaležne za modeliranje, so magnetne izgube [110, 111, 112]. Primerjalne simulacijske študije ugotavljajo razlike med posameznimi pretvorniki in drugo električno opremo, natančna simulacija izgub pa je drugotnega pomena, ker se že vnaprej pričakujejo odstopanja od realnih razmer. Kasneje se taka primerjava lahko potrdi (kot je bil slučaj s [56]), ali pa ovrže. Če se izkaže, da je eksperimentalno mogoče doseči boljši rezultat (izkoristek), kot je to pokazala simulacija, pomeni, da se je k simulaciji raje pristopilo s precenjenimi izgubami kot z podcenjenimi (rezerva).

Med razvojem aktivnega močnostnega filtra z adaptivno napetostjo filtrskega kondenzatorja je bila posebna pozornost posvečena zmanjšanju izgub. Simulacijska orodja so se izkazala kot zelo uporabna pri analizi delovanja posameznih pretvornikov, medtem ko je za točno določanje izkoristka fizično vezje nepogrešljivo. Magnetne izgube, predvsem vpliv popačenja filtrskega toka na stikalni frekvenci, so odvisne od magnetnega materiala in pri simulacijah niso bile upoštevane. Empirično je bilo pokazano, da je izkoristek odvisen od bremenske moči. Za merjenje izkoristka je uporabljeno enostavno vezje, ki ga kaže slika 3.16.



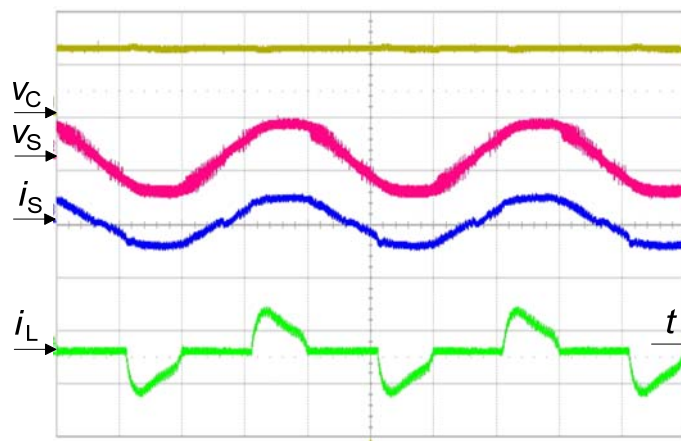
Sl. 3.16: Enofazni APF z drsno regulacijo (angl. *sliding mode control*) z IGBT-ji, ki so tudi uporabljeni v praktičnem vezju

Pri nizkih močeh filtrski tok (i_F) povzroča relativno visoke izgube in tudi relativna valovitost toka je višja. Slika 3.17 kaže časovne poteke signalov za relativno nizko obremenitev, kjer je izkoristek nižji.



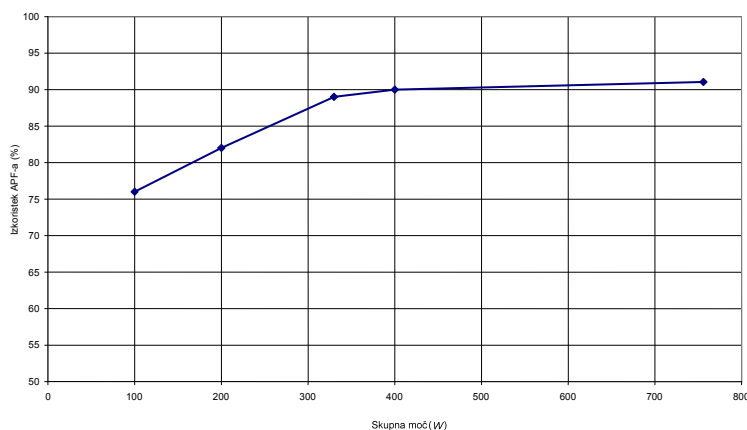
Sl. 3.17: Primer odstopanja omrežnega toka od referenčnega pri nizkih močeh zaradi omejene stikalne frekvence (omrežna napetost (V_S), 2 A / div, linijski tok (i_S), 2 A / div, bremenski tok (I_L), 2 A / div; $P_L=450$ W (skupna moč), $\eta = 89$ %, $I_S=2$ A, $\text{THD}_{i_S}=9,9\%$, $\text{THD}_{i_L}=82\%$)

Pri višjih močeh (750 W namesto 450 W) je valovitost toka manjša kot pri nižjih močeh, kar se kaže v nižjem THD (sl. 3.18). Podobno kot se zmanjša popačenje, se izkoristek pri višji moči poveča.



Sl. 3.18: Primer odstopanja omrežnega toka od referenčnega pri nizkih močeh zaradi omejene stikalne frekvence (omrežna napetost (V_S), 2 A / div, linijski tok (i_S), 2 A / div, bremenski tok (I_L), 2 A / div; $P_L=756$ W (skupna moč), $\eta \approx 90$ %, $I_S=3,5$ A, $\text{THD}_{i_S}=8,7\%$, $\text{THD}_{i_L}=82\%$)

Slika 3.19 prikazuje odvisnost izkoristka od bremenske moči. Avtor ni našel podobne meritve v literaturi, ki bi se nanašale na APF, čeprav se pogosto zgodi, da pretvorniki delujejo v področju nizkih moči. Takšne analize so najpogostejše pri transformatorjih [55, 111] električnih strojih in podobni opremi, ki vsebuje magnetne dele ali komponente.



Sl. 3.19: Izkoristek APF-a, posnet za D razred bremenskega toka v odvisnosti od bremenske moči

V različnih specifikacijah se pogosto navajajo razmere pri maksimalni ali nazivni moči pretvornika. V resnici so rezultati slabši (ali pa v najboljšem primeru enaki specifikacijam). To se lahko razloži tako, da se osnovna harmonska komponenta z naraščanjem moči povečuje, absolutna valovitost toka na stikalni frekvenci pa ostaja enaka, kar posledično rezultira z znižanjem THD pri večjih močeh. Iz teh preprostih primerov se lahko ugotovi, koliko različnih parametrov vpliva na delovanje APF-a in njegove lastnosti. V naslednjih odstavkih bodo analizirani različni faktorji, ki vplivajo na dinamične izgube APF-a. Cilj take analize je raziskati možnosti, ki jih je možno uporabiti za izboljšanje delovanja APF-a. Na podlagi tega bodo v 4. poglavju prikazane različne rešitve, ki se bodo primerjale s klasično enofazno mostično topologijo.

Cilj je raziskati predvsem stikalne izgube. Meritev stikalnih izgub je izredno zahtevna, ker je treba izpolniti stroge zahteve v pogledu toplotne izolacije polprevodniških stikal [113, 114]. Zato je v disertaciji dana prednost pristopu, ki temelji na kombinaciji manj zahtevnih meritev in intenzivni uporabi različnih simulacij [115, 116].

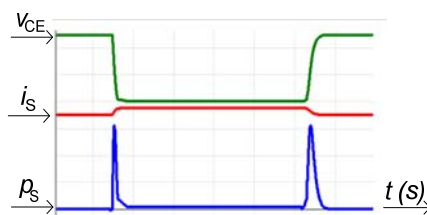
3.6. Stikalne izgube polprevodniških močnostnih stikal

V drugem poglavju je bilo omenjeno, da obstaja razlika v napetostni obremenitvi med kapacitivno in ohmsko obremenjenim enofaznim mostičnim usmernikom. Ta razlika je še bolj opazna, če se diodni mostič nadgradi s tranzistorskimi stikali, katerih stikalna frekvenca znaša npr. 25 kHz. Izboljšanje stikalnih razmer bi pomenilo bistveno zvišanje izkoristka takšnega pretvornika.

Glede na to, da je APF lahko obremenjen z različnimi tokovi in za različne napetosti filtrskega kondenzatorja, je logično pričakovati različne izgube, ki pa jih je težko ovrednotiti tako, da bi vrednotenje veljalo za vse časovne poteke toka in napetosti, ki se srečujejo pri APF-u.

Stikalne razmere, ki nastopajo pri enosmernih pretvornikih, se precej manj spreminjajo, lahko pa nastopajo enake tokovno-napetostne razmere kot pri APF-u. Prav zato je analizo upravičeno začeti pri enosmernih pretvornikih in jo po potrebi razširiti na APF. Ko bo ovrednoten vpliv vsakega posameznega dejavnika, ki vpliva na stikalne izgube, bo mogoče kvalitativno ovrednotiti izgube tudi pri APF-u.

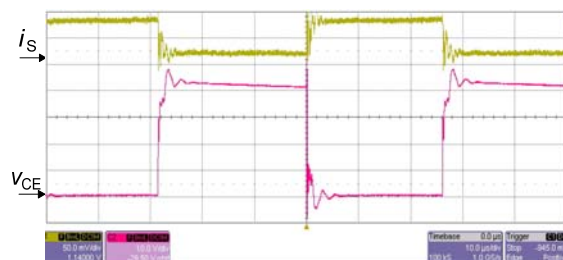
Najpreprostejši pristop je možen s primerjavo različnih stanj znotraj enostavnega enosmerne pretvornika (z ustreznim stikalom) pod različnimi obremenitvami. Slika 3.20 kaže stikalne razmere v enostavnem enosmernem pretvorniku. Te razmere nastopajo tudi pri APF-u, ampak so že v naslednjem stikalnem ciklu bistveno drugačne (sprememba filtrskega toka, omrežne napetosti, možna pa je tudi sprememba napetosti filtrskega kondenzatorja). Simulacija je narejena v programu Simplorer, ki ima možnost nastavitve temperature polprevodniškega stikala. Na praktičnem vezju so poskusi opravljeni na Semikronovem modulu SKM 50 GB 123. V Simplorerjevi bazi že obstaja model za omenjeno komponento, tako da se lahko pričakuje dobro ujemanje časovnih potekov [63]. Za temperaturo okolice je pri simulaciji izbrana temperatura 50 °C.



Sl. 3.20: Simulirani časovni poteki napetosti v_{CE} na stikalu, toka stikala i_s in moči na stikalu p_s ; 200 V/div, 30 A/div, 400 W/div, 4 ns/div.

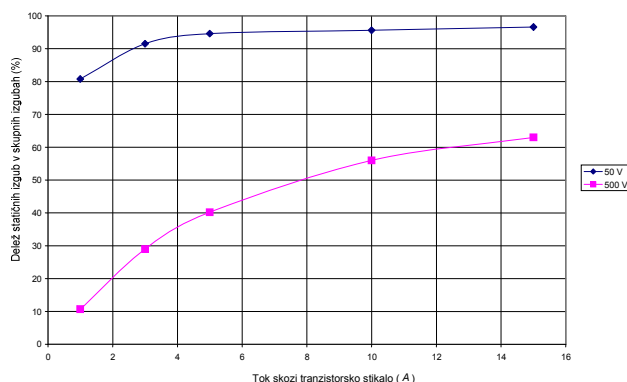
Pri preverjanju rezultatov na praktičnem vezju se lahko opazi, da merilna oprema s svojimi parazitnimi kapacitivnostmi vpliva na časovni potek izmerjenih oscilogramov. Temu problemu se ponavadi pristopa s kompenzacijo sond osciloskopa, ali pa se z različnimi kombinacijami bremenskih uporov in z različnimi postavitvami sond poskušajo minimizirati

oscilacije v vezju in dodatne oscilacije, ki jih vnaša merilna oprema. Na sliki 3.21 so oscilacije še opazne.



Sl. 3.21: Izmerjeni časovni poteki napetosti na tranzistorskem stikalu in toka skozi tranzistor, 10 V/div, 1 A/div, 10 μ s/div.

Preklapljanje polprevodniškega stikala traja nekaj nanosekund. V tem intervalu stikalo prehaja skozi stanja, v katerih so izgube povečane (aktivno področje pri tranzistorjih). Naslednje vprašanje, ki izhaja iz obravnave izgub in meritev, je razmerje med statičnimi in dinamičnimi (stikalnimi) izgubami, ali pa razmerje med statičnimi in skupnimi izgubami. Razmerje med statičnimi in skupnimi izgubami kaže, koliko je teoretično možno znižati skupne izgube v polprevodniškem stikalu; statičnim izgubam se teoretično ni mogoče izogniti, dinamične pa je možno zmanjšati z manjšim številom preklopov stikalnih elementov.

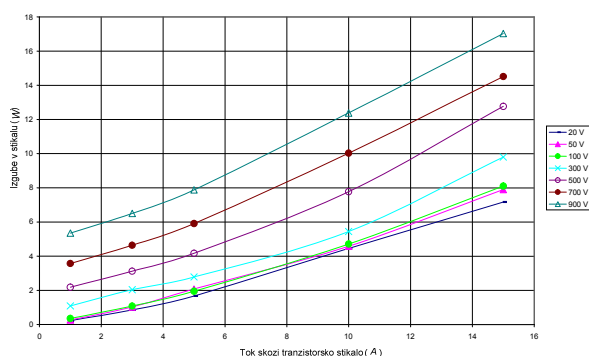


Sl. 3.22: Delež statičnih izgub v skupnih izgubah polprevodniškega stikala v odvisnosti od toka skozi stikalo ($f=20$ kHz)

Rezultat opravljenih simulacij na enosmernem pretvorniku navzdol kaže slika 3.22. Razviden je delež statičnih izgub v skupnih izgubah tranzistorskega stikala pri dveh stikalnih napetostih (50 V in 500 V) za stikalno frekvenco 20 kHz. Aktivni močnostni filter (APF) se obnaša kot tokovni vir, zato z namenom, da bi dosegli nižje izgube, toka ne moremo zmanjševati. Iz istega razloga se ne morejo zmanjševati statične izgube. Stikalnim izgubam se je možno teoretično izogniti skozi mehanizem mehkega preklapljanja (npr. preklapljanje pri znižani napetosti angl. *zero voltage switching*, ZVS). Glede na sl. 3.22 pomeni preklapljanje pri 50 V praktično enako kot preklapljanje pri napetosti nič voltov, ker znaša delež statičnih izgub v skupnih izgubah vsaj 80 %. Za primerjavo je podano tudi razmerje statičnih in skupnih izgub

pri stikalni napetosti 500 V. Pri tej napetosti so dinamične izgube bistveno bolj zastopane. Tako imajo pri tokih 8 A, kar je že na meji uporabe enofaznega sistema (če je tok skozi stikalo enak bremenskemu toku, je moč $P_L \approx 1,8$ kW), dinamične izgube skoraj 50 % delež. Že v tej točki obravnave se lahko oceni, da ima enofazni mostični APF (trdo preklapljanje) približno 50 % dinamičnih izgub, kar odstira lepe možnosti za implementacijo mehkega preklapljanja. Delež dinamičnih izgub je najnižji pri diodnem mostičnem vezju z uporovno obremenitvijo (2. poglavje). Takšnim razmeram se bomo poskusili čim bolj približati.

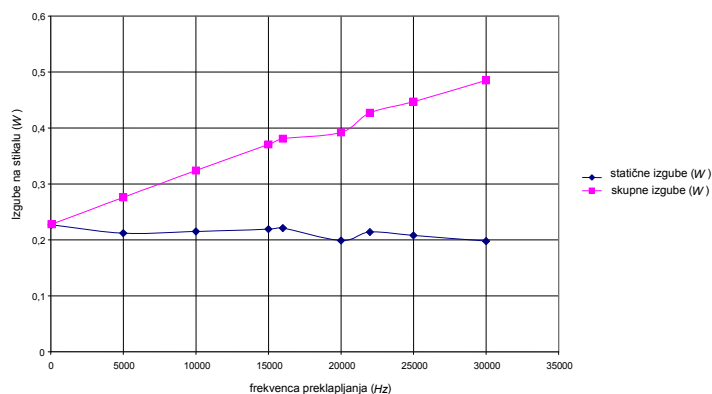
Slika 3.23 kaže vpliv stikalne napetosti (20 V, 50 V, 100 V, 300 V, 500 V, 700 V in 900 V) na skupne izgube v tranzistorjskem stikalu. V enofaznem mostičnem vezju se napetost filtrskega kondenzatorja izbira v razponu od dvakratne do štirikratne temenske vrednosti omrežne napetosti (cca. 650 V do 1300 V) [43]. Glede na to, da v vsaki veji prevaja samo eno stikalo naenkrat, je to napetost, ki se pojavlja na vsakem tranzistorju, ki ne prevaja (npr. sl. 3.4.). Pri nastajanju te disertacije je bila najvišja napetost filtrskega kondenzatorja, pri katerih so bili opravljeni poskusi, okrog 900 V. Napetostni nivo tranzistorjev je bil 1200 V. V primeru uporabe višjih napetosti so pojavi, ki so prikazani na sl. 3.23, še bolj izraziti (večje izgube).



Sl. 3.23: Vpliv stikalne napetosti na skupne izgube posameznega tranzistorja

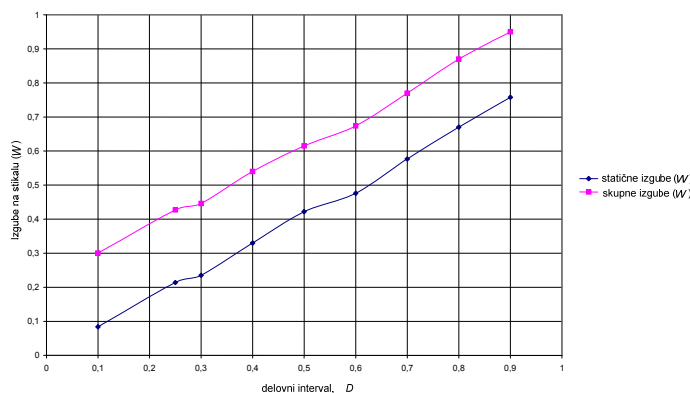
Slika 3.23 je dobro izhodišče za iskanje možnih smeri razvoja in optimiranja enofaznega aktivnega močnostnega filtra. Razmerje med statičnimi in dinamičnimi izgubami je odvisno od delovne točke APF-a oziroma od delovne trajektorije (zaporedja delovnih točk), ki jo narekuje bremenski tok. Za tipične obremenitve (filtrski tok nekaj amperov, napetost filtrskega kondenzatorja do 500 V) se lahko privzame, da je približno polovica izgub v stikalih statičnih, druga polovica pa dinamičnih izgub. Zelo zaželeno je zagotoviti pravilno delovanje pretvornika pri nižjih napetostih, kajti dinamične izgube se zmanjšujejo približno linearno z napetostjo. To je posebej izraženo pri višjih napetostih, kjer večina izgub nastaja kot posledica preklapljanja polprevodniških stikal.

Kako napetost filtrskega kondenzatorja vpliva na izgube v stikalih, ilustrira enostaven primer: Naj bo stikalna napetost tranzistorskega stikala 500 V, njegov tok pa 2 A ($f_s = 20$ kHz). Simulacijski rezultat njegovih izgub je takrat 2,3 W. Če se napetost zmanjša na 50 V, izgube znašajo samo približno 0,3 W. Veliko število podobnih simulacij pri stikalni frekvenci $f_s = 20$ kHz je pripeljalo do sklepa, da je povezava med izgubami v stikalih in stikalno napetostjo (napetost filtrskega kondenzatorja pri APF-u) približno linearna. Slika 3.24 podaja še globlji vpogled v naravo stikalnih izgub, tokrat v odvisnosti od stikalne frekvence.



Sl. 3.24: Izgube v tranzistorskem stikalu v odvisnosti od stikalne frekvence za enosmerni pretvornik navzdol; parametra sta stikalni tok (1 A) in stikalna napetost (100 V)

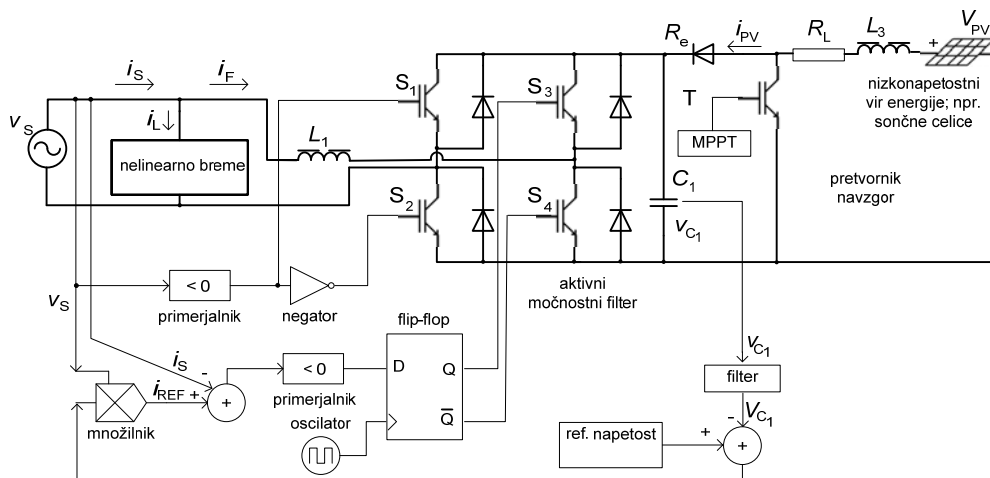
Rezultati s sl. 3.24 ilustrirajo znano dejstvo, da stikalne izgube linearno naraščajo s stikalno frekvenco (vsak preklop prinese enako količino disipirane toplote, vsaj pri pretvorniku navzdol v ustaljenem stanju). Tak pristop je pomemben tudi za APF, pri katerem se stikalne razmere spreminjajo v odvisnosti od bremenskega toka. Slika 3.25 kaže, da so stikalne izgube odvisne tudi od vklopnega razmerja D (oziroma od povprečnega toka skozi stikalo). Tak vpogled v tranzistorske izgube je pomemben pri APF-u zato, ker se pri njem stikalni pogoji vseskozi spreminjajo, vklopno razmerje pa določa statične izgube.



Sl. 3.25: Razmerje med izgubami na stikalu in vklopnim razmerjem (D) v pretvorniku navzdol v ustaljenem stanju, parametra sta stikalni tok (1 A) in stikalna napetost (100 V) pri stikalni frekvenci 20 kHz

3.7. Zaporedna vezava APF-a in fotonapetostnega vira s pretvornikom

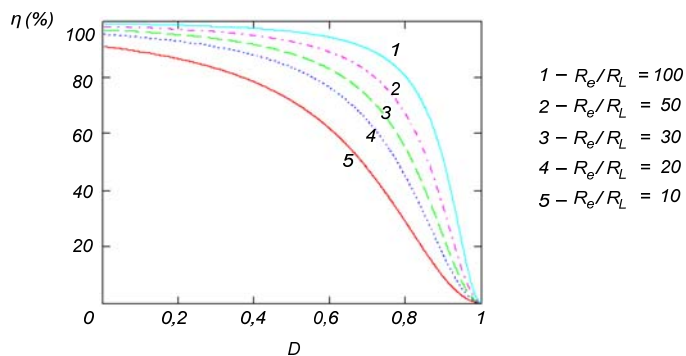
V podpoglavju 3.6. so na podlagi številnih simulacij prikazani diagrami, ki opisujejo vpliv različnih dejavnikov na stikalne izgube, s ciljem eventualne izboljšave stikalnih razmer v APF-u (vpeljava adaptivne napetosti) in možnih načinov implementiranja mehkega preklapljanja. Vpeljava adaptivne napetosti pa lahko prinese izboljšave tudi s strani obnovljivega vira energije (npr. sončne celice). V tem podpoglavju se zato raziskuje vpliv adaptivne napetosti na izkoristek pretvornika, ki se lahko priključi na filtrski kondenzator. Alternativni viri, ki se priključujejo na izmenično omrežje, imajo večinoma nizke napetosti (npr. en modul sončnih celic ima napetost prostega teka 38 V), iz česa sledi, da potrebujejo ustrezne pretvornike za povečanje napetosti; izkoristek teh pretvornikov naj bi bil čim večji. Mogoče je tudi zaporedno zvezati več solarnih modulov in na ta način doseči napetost filtrskega kondenzatorja [117]. Tak pristop zagotavlja visok izkoristek, ker se lahko uporabi pretvornik navzdol (priloga A). Trend v enofaznih sistemih je, da se več funkcij (npr. PFC in MPPT) poskuša vgraditi v isti sistem [48, 49]. To se lahko ustvari z dvostopenjskim pretvornikom (sl. 3.26).



Sl. 3.26: Aktivni močnostni filter s pripadajočim pretvornikom navzgor in sončnimi celicami/moduli

Rešitev, ki jo kaže sl. 3.26, je splošna komercialna rešitev za priključevanje sončnih celic na izmenično omrežje. Nove rešitve na tem področju so skoncentrirane na majhne izboljšave podanega primera [55]. Dušilka, ki se nahaja v pretvorniku navzgor, ima parazitno upornost R_L , ki vpliva na znižanje izkoristka enosmernega pretvornika in na omejitve minimalne napetosti, pri kateri se energija iz enosmernega vira še oddaja v omrežje. Izkoristek se lahko poveča, če se namesto pretvornika navzgor uporabi pretvornik navzdol (angl. *buck converter*) [53]; v tem primeru se srečujemo s še bolj neugodnimi omejitvami minimalne napetosti, pri

katerih se energija oddaja v izmenično omrežje. Težave očitno niso povezane samo s sončnimi celicami in MPPT algoritmi, ampak tudi s topologijami, ki se uporabljajo za ta namen. Obstajajo različni načini dvigovanja enosmerne napetosti sončnih celic [107, 118], problem pa je posebej izražen pri novih tehnologijah sončnih celic, kjer so napetosti, ki jih je treba razsmerjati, še manjše kot pri klasičnih modulih sončnih celic. V takšnih primerih je povečanje napetosti, ki ga zagotavlja klasična topologija (sl. 3.26) enostavno premajhno [119, 120] in energije ni mogoče pošiljati v omrežje (Priloga A).



Sl. 3.27: Izkoristek pretvornika navzgor (sl. 3.26) v odvisnosti od vklopnega razmerja D , parameter je razmerje ekvivalentne izhodne upornosti in parazitne upornosti dušilke (R_e/R_L)

4. Enofazni aktivni močnostni filter z adaptivno napetostjo filtrskega kondenzatorja (AV APF)

Izkoristek enofaznega aktivnega močnostnega filtra (APF) je mogoče izboljšati, tako da se napetost njegovega filtrskega kondenzatorja prilagaja bremenskemu toku oziroma delovanju celotnega pretvornika. Prilagoditev napetosti filtrskega kondenzatorja pomeni, da ima filtrski kondenzator v vsakem trenutku minimalno napetost, ki zagotavlja pravilno delovanje pretvornika. Da bi se zagotovila takšna napetost, sta potrebna vsaj dva dodatna tranzistorja. En tranzistor prevaja tok, ki polni filtrski kondenzator, drugi pa prevaja tok, ki prazni isti kondenzator. Na ta način je napetost filtrskega kondenzatorja popolnoma pod nadzorom (adaptivna napetost). Če ima pretvornik za prilagoditev napetosti filtrskega kondenzatorja samo en tranzistor (ali pa se uporablja resonančni krog), se lahko v določenih delovnih točkah APF-a doseže pravilno delovanje, pojavlja pa se tudi časovno odvisno odstopanje od idealnega poteka napetosti filtrskega kondenzatorja, pri čemer se izgubijo številne pozitivne lastnosti napetostne prilagoditve. V primerih, ko se prilagoditev napetosti doseže samo z enim samim tranzistorjem, govorimo o APF-u s spremenljivo napetostjo v ožjem pomenu – VV APF (angl. *variable voltage active power filter*).

4.1. Referenca napetosti filtrskega kondenzatorja

V prejšnjem poglavju je bilo analizirano delovanje enofaznega mostičnega APF-a. Bilo je zaključeno, da konstantna (ali pa približno konstantna) napetost ne predstavlja idealnega časovnega poteka napetosti filtrskega kondenzatorja (ne v smislu stikalnih izgub in ne v smislu popačenja filtrskega oz. omrežnega toka).

Torey in ostali [43] so opravili številne meritve popačenja omrežnega toka z namenom, da bi odkrili, kakšna napetost filtrskega kondenzatorja ali pa kakšno razmerje napetosti filtrskega kondenzatorja in induktivnosti filtrske dušilke omogoča najmanjše popačenje za širok razpon bremenskih tokov. V raziskavi se avtorji dotikajo optimalne izbire posameznih elementov APF-a. Glede na rezultate, ki so jih podali, to vprašanje nima dokončnega odgovora, ker so si zahteve nasprotujoče. Manjša valovitost se lahko doseže s povečevanjem induktivnosti filtrske dušilke, po drugi strani pa impulzni kompenzacijski toki zahtevajo visoke napetosti. Tak pristop pripelje do izbire vse višjih in višjih napetosti filtrskega kondenzatorja, kar pa

botruje zelo visokim stikalnim izgubam v APF-u. Do podobnega sklepa so pripeljale tudi druge raziskave, ki so v osnovi imele pristop s konstantno napetostjo filtrskega kondenzatorja [63]. Precej stroge zahteve, ki jih postavljajo moderni standardi, se lahko rešijo tudi tako, da se za testiranje izbere nizkopopačen bremenski tok ($\text{THD} \approx 25\%$) ter se potem lahko doseže popačenje omrežnega toka, nižje od 5% [91].

Številni avtorji skušajo izboljšati klasično dvopoložajno regulacijo in njene podvariate, kot so histerezna regulacija, drsna regulacija in časovno diskretni princip: Pri raziskavah na APF je bila aplicirana metoda mehkega preklapljanja [52]. Tak sistem se je obnašal enako kot klasičen mostični APF s trdim preklapljanjem in tudi izkoristek je ostal enak.

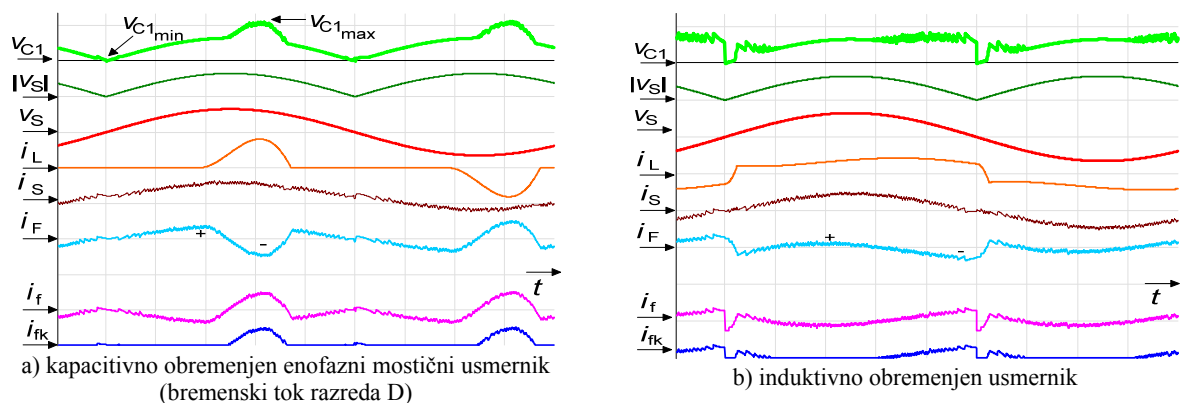
Prvo vprašanje, ki se pojavi z odločitvijo o implementaciji adaptivne napetosti filtrskega kondenzatorja, je, kako naj se definira napetost, ki omogoča čim več prednosti v primerjavi s klasičnim pristopom. V analogiji z ohmsko obremenjenim diodnim mostičnim usmernikom, osnovo reference adaptivne napetosti predstavlja absolutna vrednost omrežne napetosti. Za takšno napetost mora imeti filtrski kondenzator nizko napetost vedno, kadar se APF obnaša kot tokovni ponor. Napetost filtrskega kondenzatorja naj bi bila višja, ko se APF obnaša kot tokovni vir. Pri ustvarjanju takšnega pristopa je možnih več variant:

1. dodajanje konstantne napetosti na signal absolutne omrežne napetosti,
2. superpozicija bremenskega toka,
3. superpozicija filtriranega toka filtrskega kondenzatorja,
4. superpozicija modificiranega filtrskega toka.

Prva varianta je bila uporabljena v zgodnji fazi nastajanje te doktorske disertacije. Izkazala se je kot robustna rešitev za uporabo v sistemih s spremenljivo napetostjo (omejevanje napetosti filtrskega kondenzatorja). Izboljšava prilagoditve napetosti filtrskega kondenzatorja pa zahteva naprednejše metode in natančnejše krmiljenje. Zaradi podobnosti med drugo in četrto varianto, posebej za bremena razreda D (IEC 1000-3-2), je bil absolutni omrežni napetosti dodajan absolutni bremenski tok (alinea 2). Druga varianta omogoča pridobitev dobrih rezultatov za veliko število različnih bremenskih tokov. V primeru induktivno obremenjenega enofaznega diodnega mostičnega vezja se metoda obnaša kot varianta iz alinee 1, tako da je opuščena. V naslednji iteraciji je bila raziskana možnost uporabe toka filtrskega kondenzatorja. Ta tok je diskontinuiran, kar zahteva dodatno filtriranje signala. Dinamično gledano ta pristop ni sprejemljiv, ker filtriranje vnaša časovno zakasnitev, ki pa ni zaželena –

še posebej pri visoko popačenih signalih ($\text{THD} > 80\%$). Četrta varianta predstavlja najbolj univerzalno rešitev. Na absolutno vrednost omrežne napetosti se superponira logično ustrezno obdelan filtrski tok. V odvisnosti od predznaka omrežnega toka se izbere ustrezen predznak filtrskega toka (kadar se APF obnaša kot tokovni vir) in v teh intervalih se filtrski tok skalira in prišteva k absolutni vrednosti omrežne napetosti. Čeprav pod določenimi pogoji vse štiri variante podajo enake rezultate, je izbrana četrta varianta in implementirana v APF, ker zagotavlja največjo fleksibilnost ne glede na razred bremenskega toka.

Najbolj karakterističen potek reference napetosti filtrskega kondenzatorja zagotovo pripada bremenu razreda D. Slika 4.1 kaže referenčni potek napetosti filtrskega kondenzatorja za bremenski tok razreda D in tudi za ostale razrede bremen. V primeru bremenskega toka razreda D je večino intervala absolutna vrednost omrežne napetosti $|v_s|$ (približno) enaka referenci filtrske napetosti (v_{C1}).



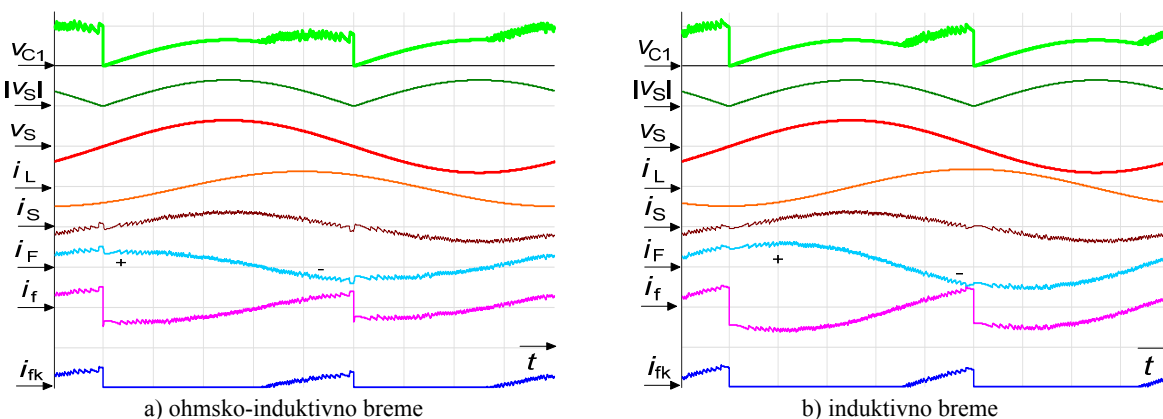
Sl. 4.1: Referenčni signal adaptivne napetosti filtrskega kondenzatorja (v_{C1}); signal adaptivne napetosti (v_{C1}), absolutna vrednost omrežne napetosti ($|v_s|$), omrežna napetost (v_s), bremenski tok (i_L), omrežni (linijski) tok (i_s), tok aktivnega močnostnega filtra (i_F), tok aktivnega močnostnega filtra, pomnožen s predznakom omrežne napetosti (i_f), pozitivne vrednosti filtrskega toka, pomnožene s predznakom omrežne napetosti (i_{fk}); 500 V/div, 25 A/div.

V mostičnem APF-u je napetost filtrskega kondenzatorja praktično konstantna, kar se kaže v težkih preklopnih pogojih za vsa stikala v pretvorniku. V primeru razreda D in ustrezne definicije reference napetosti filtrskega kondenzatorja se lako opazi, da napetost filtrskega kondenzatorja pade na vrednost nič. Visoke napetosti so prisotne na filtrskem kondenzatorju samo v kratkih intervalih, kadar se APF obnaša kot tokovni vir. V intervalih, kadar se APF obnaša kot tokovni ponor, je napetost filtrskega kondenzatorja lahko enaka ali nekoliko višja od absolutne vrednosti omrežne napetosti. Simulacije in poskusi, ki so sledili na podlagi simulacij, potrjujejo, da najboljšo izbiro predstavlja napetost filtrskega kondenzatorja, 10 % višja od (absolutne) omrežne napetosti. Zaradi relativno nizke stikalne frekvence ($f_s = 5 \text{ kHz}$)

je v poteku napetosti filtrskega kondenzatorja mogoče pričakovati odstopanje od referenčnega signala. V nasprotju s pričakovanji kratkotrajna odstopanja od referenčne vrednosti pozitivno delujejo na popačenje omrežnega toka. Iz tega sledi, da se prilagoditev napetosti filtrskega kondenzatorja lahko doseže s stikalno frekvenco, ki je nižja kot stikalna frekvenca v enofaznem mostičnem APF-u.

Iz rezultatov s sl. 4.1 izhaja, da referenčna napetost filtrskega kondenzatorja zavzame vrednost nič dvakrat v vsaki periodi. Ne glede na to pa med omenjenima primeroma obstaja opazna razlika. Slika 4.1 a) kaže najbolj reprezentativen potek napetosti filtrskega kondenzatorja, ker se polnjenje in praznjenje filtrskega kondenzatorja izmenjujeta v pravilnih intervalih. Na sliki 4.1 b) je težje zagotoviti referenčni potek napetosti filtrskega kondenzatorja, ker je interval, v katerem je omenjena napetost nizka, dokaj kratek, njen vzpon pa hiter, kar zahteva visok tok, ki polni filtrski kondenzator. Na ta način je izboljšava stikalnih razmer manjša kot v primeru s sl. 4.1 a). Po drugi strani v preostanku intervala napetost filtrskega kondenzatorja nima maksimalne vrednosti, ampak je približno polovica maksimalne vrednosti filtrskega kondenzatorja, kar spet omogoča zmanjšanje izgub v primerjavi s klasičnim pristopom. Glede na to, da je napetost filtrskega kondenzatorja približno proporcionalna stikalnim izgubam, se tudi za primer s sl. 4.1 b) pričakuje podoben ali rahlo boljši izkoristek kot v primeru klasičnega mostičnega APF-ja.

Slika 4.2 kaže še dva primera generiranja reference napetosti filtrskega kondenzatorja.



Sl. 4.2: Referenčni signal adaptivne napetosti filtrskega kondenzatorja (v_{C1}); signal adaptivne napetosti filtrskega kondenzatorja (v_{C1}), absolutna vrednost omrežnega napetosti ($|v_S|$), omrežna napetost (v_S), bremenski tok (i_L), omrežni (linijski) tok (i_S), tok aktivnega močnostnega filtra (i_F), tok aktivnega močnostnega filtra, pomnožen s predznakom omrežne napetosti (i_f), pozitivne vrednosti filtrskega toka, pomnožene s predznakom omrežne napetosti (i_{fk}); 500 V/div, 25 A/div.

V teh dveh primerih linijski tok ni popačen, je pa prisoten fazni premik. V simulacijskem programu Simplorer je bila narejena simulacija za različna razmerja RL bremena. V nasprotju s pričakovanji je časovni potek reference napetosti filtrskega kondenzatorja bolj podoben tokom razreda D kot usmerniku z induktivno obremenitvijo. V obeh primerih se izmenjujeta

intervala nizke in visoke napetosti. Za oba primera pa je značilno, da zahtevata hitrejše praznjenje kondenzatorja kot pri bremenih razreda D.

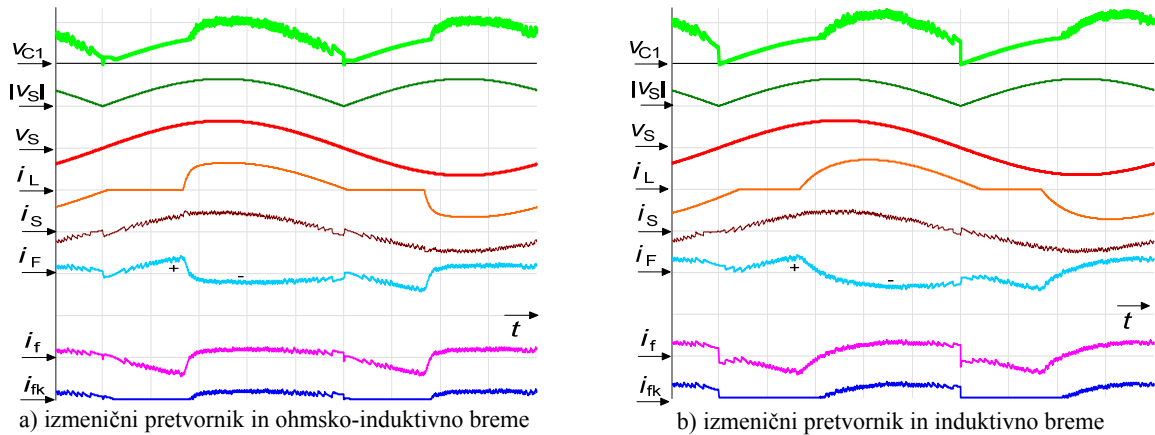
Signal I_{fk} karakterizira intervale filtrskega toka, ko se APF obnaša kot tokovni vir. Simulacija tega (navideznega) toka tudi za ostale razrede bremenskih tokov kaže, da je adaptivna napetost z veliko razliko med minimalno in temensko napetostjo filtrskega kondenzatorja, ki je sicer značilna za bremenske toke razreda D, bolj pravilo kot izjema. Glede na to, da APF deluje pri različnih napetostih in časovnih potekih napetosti filtrskega kondenzatorja, je pomembno definirati referenco te napetosti:

$$v_{C1} = 1,2 \cdot |v_s| + k \cdot \text{pos}(i_f \cdot \text{sign}(v_s)) = 1,2 \cdot |v_s| + k \cdot \text{pos}(i_f) = 1,2 \cdot |v_s| + k \cdot i_{fk} \quad (4.1)$$

Faktor k je sorazmernostni faktor, ki povezuje filtrski tok, ko se APF obnaša kot tokovni vir, in omrežno napetost, pri kateri je mogoče kompenzirati različne bremenske toke. Če je bremenski tok močno popačen in so njegove spremembe hitre, mora biti faktor k večji za isto vrednost induktivnosti filtrske dušilke. Za zagotavljanje visoke napetosti v določenih intervalih je dobro izbrati velik faktor k (velika občutljivost). Po drugi strani pa lahko izbira prevelikega faktorja k teoretično pripelje do prenapetosti in povečanih izgub v sistemu. Na ta način je izbira faktorja k , podobno kot izbira filtrske dušilke in napetosti filtrskega kondenzatorja nedeterministična [18, 43]. V kontekstu enačbe (4.1) valovitost napetosti filtrskega kondenzatorja pozitivno vpliva na delovanje APF-a.

V nadaljevanju je podano še nekaj primerov reference kondenzatorske napetosti za različne tipe bremenskih tokov.

Slika 4.3 kaže primera, ki sodita v razred A bremenskih tokov. Gre za primera izmeničnih pretvornikov z ohmskim in ohmsko-induktivnim bremenom. V prvem primeru gre za AC/AC pretvornik, ki se uporablja v električni rasvetljavi (sl. 4.3 a)), na naslednji sliki pa so tokovno-napetostne razmere, ki so pogoste v (enofaznih) elektromotorskih pogonih in ostalih ohmsko-induktivnih aplikacijah omenjenega pretvornika.



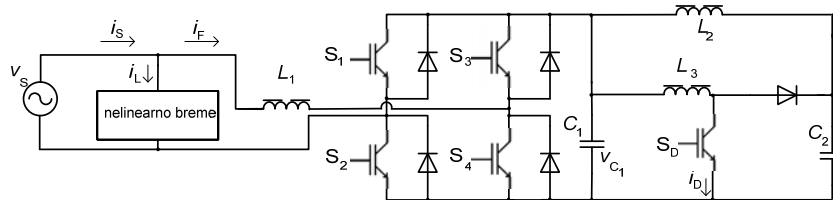
Sl. 4.3: Referenčni signal adaptivne napetosti filtrskega kondenzatorja (v_{C1}); signal adaptivne napetosti filtrskega kondenzatorja (v_{C1}), absolutna vrednost omrežne napetosti ($|v_S|$), omrežna napetost (v_S), bremenski tok (i_L), omrežni (linijski) tok (i_S), tok aktivnega močnostnega filtra (i_F), tok aktivnega močnostnega filtra, pomnožen s predznakom omrežne napetosti (i_f), pozitivne vrednosti filtrskega, toka pomnožene s predznakom omrežne napetosti (i_{fk}); 500 V/div, 25 A/div.

Prednosti uporabe adaptivne napetosti se lahko opazujejo iz različnih vidikov. Znano je da je napetost filtrskega kondenzatorja v prostem teku najvišja napetost, ki se sploh pojavlja. Tok, ki ustreza prostemu teku, je idealno enak nič, ampak glede na to, da tranzistorji preklaplajo APF, generira samo izgube. Tak pretvornik je mogoče uporabiti za razsmerjanje napetosti sončnih celic v izmenično omrežje, vendar visoka napetost prostega teka ni najbolj primerna za tako aplikacijo. Pri uporabi APF-a z adaptivno napetostjo filtrskega kondenzatorja napetost filtrskega kondenzatorja sledi absolutni vrednosti omrežne napetosti (napetost je enaka nič dvakrat med vsako periodo), kar je s stališča nizkonapetostnih obnovljivih virov bolj ugodno kot priključitev na visoko konstantno napetost filtrskega kondenzatorja, ki se približuje vrednosti 1 kV.

4.2. *Enofazni paralelni aktivni mostični filter s spremenljivo napetostjo filtrskega kondenzatorja (VV APF)*

Enofazni paralelni aktivni močnostni filter s spremenljivo napetostjo filtrskega kondenzatorja (ang. *variable voltage active power filter*, VV APF) temelji na enofaznem mostičnem vezju, ima pa dodan še en tranzistor, ki se vklaplja takrat, ko napetost filtrskega kondenzatorja preseže svojo referenčno vrednost. Za tako vezje se lahko reče, da je kvaziresonančno. Avtor ni našel člankov, v katerih se takšna vezja uporabljajo za izboljšavo delovanja aktivnih močnostnih filtrov, je pa zasledil uporabo takšnih vezij v razsmerniških aplikacijah [14, 109]. Polprevodniška vezja, ki se občasno uporabljajo za znižanje faktorja popačenja (THD), imajo več kot en dodaten tranzistor [22]. Tako rešitev z enim tranzistorjem deluje obetavno za

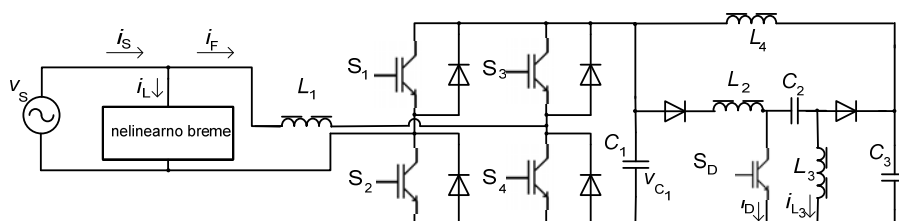
različne raziskave zaradi svoje enostavnosti in cene. Slika 4.4 kaže kombinacijo pretvornika navzgor in pretvornika navzdol, ki je poimenovana pretvornik navzgor-navzdol (angl. *Boost – Buck converter*) zato, ker se pretvornik navzgor uporablja za praznjenje filtrskega kondenzatorja, njegovo polnjenje pa je podobno mehanizmu, ki ga srečujemo pri pretvorniku navzdol, čeprav v vezju ni še enega dodatnega stikala (kvaziresonančno vezje).



Sl. 4.4: Aktivni močnostni filter s spremenljivo napetostjo filtrskega kondenzatorja (topologija z enim dodatnim tranzistorjem)

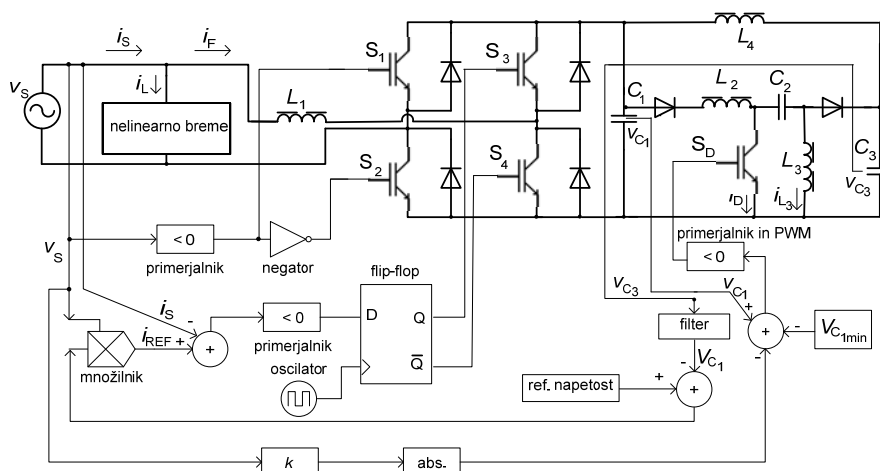
Takšna topologija je verjetno najbolj enostavna topologija s spremenljivo napetostjo, ki zagotavlja prilagoditev izhodne napetosti. Dodatno stikalo S_D omejuje napetost filtrskega kondenzatorja vedno, ko le-ta preseže vnaprej določeno mejo. Tok, ki prazni filterni kondenzator (C_1), deloma teče skozi dodatno stikalo S_D . Na ta način bo napetost filtrskega kondenzatorja omejena. Polnjenje filtrskega kondenzatorja je bolj avtomatičen pojav ter se lahko opiše kot naravno in posledično nenadzorovano. Z drugimi besedami, tok, ki polni filterni kondenzator, ne more biti povečan v odvisnosti od bremenskega toka, ampak samo posredno z izbiro višje enosmerne napetosti kondenzatorja C_2 . Posledično je energija, ki kroži v takem kvaziresonančnem sistemu, večja od optimalne. Pretok energije med filternim kondenzatorjem C_1 in kondenzatorjem enosmerne tokokroga je odvisen od razmerja napetosti posameznih kondenzatorjev in od induktivnosti dušilke L_2 . Kombinacija nadzorovanega toka, ki prazni kondenzator C_1 , in direktne, resonančne povezave kondenzatorjev C_1 in C_2 definira bidirekcijski enosmerni pretvornik kot kvaziresonančno vezje. Funkcionalno je tak pretvornik klasificiran kot pretvornik s spremenljivo napetostjo, v nasprotju s popolnoma regulirano napetostjo filtrskega kondenzatorja, ki se klasificira kot adaptivna napetost filtrskega kondenzatorja. Razlika med aktivnim močnostnim filtrom s spremenljivo in adaptivno napetostjo se lahko tudi definira preko števila dodatnih tranzistorjev. Za aktivne močnostne filtre s spremenljivo filterno napetostjo (VV APF) je značilno eno dodatno stikalo (S_D), ali pa celo (teoretično) resonančno vezje brez dodatnih stikal. Pri adaptivni napetosti filtrskega kondenzatorja (AV APF) morata biti dodani vsaj dve stikali.

Pri pristopu s samo delo reguliranim vezjem so se pojavljali pomisleki glede stabilnosti delovanja vezja. Po avtorjevem mnenju bi naj dvopoložajna regulacija [8, 27, 43, 54, 95, 102, 106, 121] in omejitev napetosti filtrskega kondenzatorja rezultirala v stabilnem sistemu. Za potrebe simulacije je bil namesto pretvornika navzgor uporabljen Čukov pretvornik. To je narejeno iz dveh razlogov. Prvič, ker Čukov pretvornik zagotavlja manjšo valovitost vhodnega toka in drugič, z dodatnimi reaktivnimi elementi naj bi se pridobilo več možnosti za prilagoditev posameznim tokovnim razredom (npr. naravni fazni premik, da bo filter najboljše deloval pri bremenih razreda D). Prvi simulacijski rezultati z vezjem (sl. 4.5) so kazali dokaj visoke toke skozi dodatno stikalo (i_D).



Sl. 4.5: Aktivni močnostni filter s spremenljivo napetostjo filtrskega kondenzatorja (kombinacija Čukovega pretvornika in pretvornika navzdol)

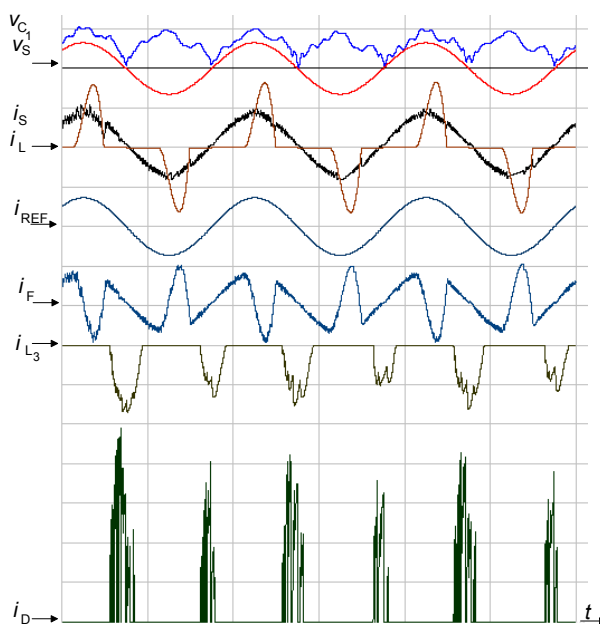
Algoritem, ki je bil uporabljen pri simulaciji, je na sl. 4.6. Ker pri VV APF-u obstajata dva kondenzatorja, se postavlja vprašanje, napetost katerega kondenzatorja je boljše uporabiti za izračun referenčnega omrežnega toka (i_s). Številni simulacijski in praktični poskusi so pokazali, da je treba regulirati napetost “poslednjega” kondenzatorja (C_3 na sl. 4.6) oziroma napetost DC linka. Napetost filtrskega kondenzatorja je za ta namen manj primerna.



Sl. 4.6: Aktivni močnostni filter s spremenljivo napetostjo filtrskega kondenzatorja (Čuk-navzdol topologija) in krmiljenje

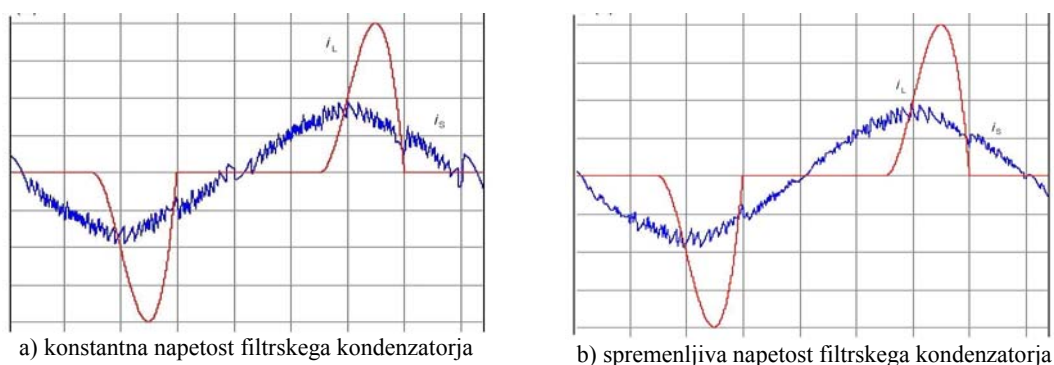
Simulacijski rezultati [57] so pridobljeni s programom Simporer. Simulacija je opravljena z naslednjimi parametri: $L_1=10$ mH, $L_2=5$ mH, $L_3=15$ mH, $L_4=3$ mH, $C_1=50$ μ F, $C_2=3$ μ F, $C_3=5$ μ F. Parazitne upornosti dušilk so znašale 1 Ω . Najboljši rezultati so bili doseženi za breme razreda D (sl. 4.7). Referenčna napetost filtrskega kondenzatorja je definirana na podlagi prvega načina, predstavljenega v prvem odseku tega poglavja, kot sledi:

$$v_{C1r} = \text{sgn} |v_C - V_{Cmin} - k|v_S|| \quad (4.2)$$



Sl. 4.7: Simulirani časovni poteki napetosti filtrskega kondenzatorja (v_{C1}), omrežne napetosti (v_S), bremenskega toka (i_L), omrežnega toka (i_S), referenčnega toka (i_{REF}), filtrskega toka (i_F), tok skozi dušilko L_3 (i_{L3}), in tok skozi dodatno stikalo S_D (i_D); 12,5 A/div., 500 V/div., 10 ms/div., vir [57]

Primerjava časovnih potekov omrežnega toka (filtriranega signala), ko APF deluje s konstantno in s spremenljivo napetostjo filtrskega kondenzatorja, kaže na občutno zmanjšanje popačenja pri spremenljivi napetosti filtrskega kondenzatorja (sl. 4.8). Pristop s spremenljivo (ali pa z adaptivno) napetostjo zagotavlja APF-u nižje popačenje oziroma več fleksibilnosti pri dimenzioniranju filtrske dušilke in izbiri napetosti DC linka [18, 43] v primerjavi s pristopom s konstantno napetostjo filtrskega kondenzatorja.

Sl. 4.8: Simulirani časovni poteki: omrežni tok (i_s), bremenski tok (i_L); 5A/div, 2,5ms/div., vir [57]

Pristop s spremenljivo napetostjo filtrskega kondenzatorja omogoča rešitev pogostega problema v korekciji faktorja moči. Na sl. 4.8 a) se lahko opazi, da popačenje toka ob prehodu omrežne napetosti skozi ničlo zavzame velike vrednosti [122]. Osnovna harmonska komponenta ima nizke vrednosti, visoko odstopanje od reference (valovitost) pa je posledica velike razlike med omrežno napetostjo, ki je približno enaka nič, in konstantno napetostjo filtrskega kondenzatorja. Ta razlika se lahko zniža z uporabo spremenljive napetosti filtrskega kondenzatorja, kar rezultira v znižanju višjih harmonskih komponent. Za enak bremenski tok razreda D (THD=102 %) klasičen APF zniža THD na 15 %, APF s spremenljivo napetostjo filtrskega kondenzatorja pa pod enakimi pogoji na vrednost, nižjo od 9 %. V tabelah 4.1 in 4.2 so podane posamezne vrednosti popačenja za vse opazovane primere.

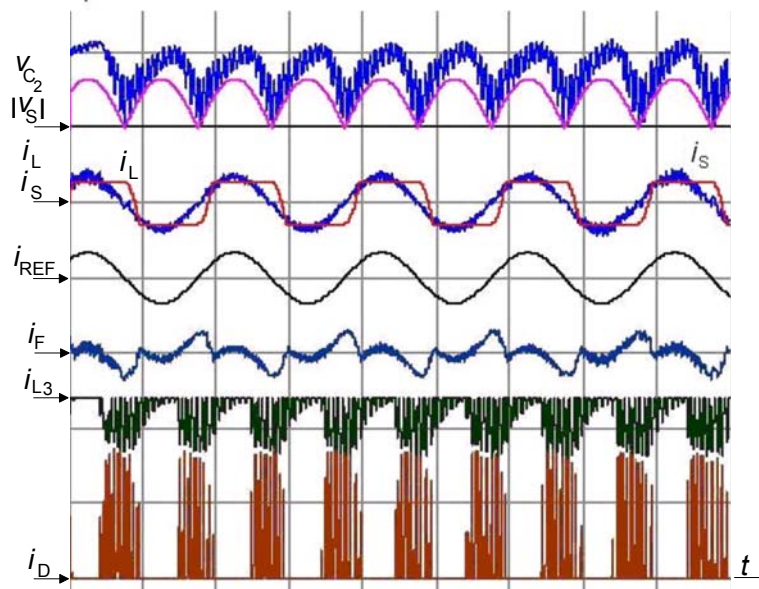
Tabela 4.1: Simulacijski rezultati za klasičen APF in za APF s spremenljivo napetostjo filtrskega kondenzatorja (VV APF), bremenski tok razreda D

Breme $P=1,2$ kW (D-razred)	(pf)	(THD)
Brez APF-a	0,626	102,32%
APF (klasičen)	0,981	14,98%
VV APF	0,991	8,39%

Tabela 4.2: Simulacijski rezultati za klasičen APF in za APF s spremenljivo napetostjo filtrskega kondenzatorja (VV APF), induktivno obremenjen usmernik

Induktivno breme tok $I_L=5$ A	(pf)	(THD)
Brez APF-a	0,9	41%
APF (klasičen)	0,971	18,29%
VV APF	0,992	8,47%

Slika 4.9 kaže časovne poteke za induktivno obremenjen usmernik. Za tak tip bremena se izbira filtrskega kondenzatorja kaže v malo drugačni luči kot v prejšnjem primeru. Pretvornik s spremenljivo napetostjo ima spet prednost pred klasičnim, vendar razlika ni tako velika kot v prejšnjem primeru.

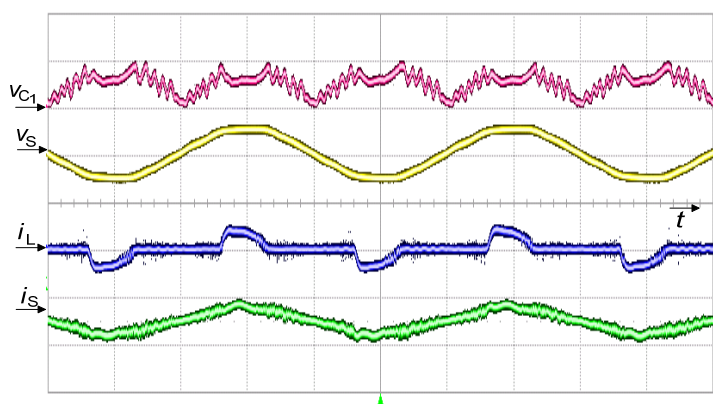


Sl. 4.9: Simulirani časovni poteki spremenljive napetosti filtrskega kondenzatorja (v_{C1}), omrežne napetosti (v_S), bremenskega toka (i_L), omrežnega toka (i_S), referenčnega toka (i_{REF}), filtrskega toka (i_F), toka skozi dušilko L_3 (i_{L3}), toka skozi dodatno stikalo S_D (i_D); 15 A/div, 500 V/div, 10 ms/div. Vir [57]

4.2.1. Vpliv stikalne frekvence dodatnega stikala na delovanje in lastnosti APF-a s spremenljivo napetostjo filtrskega kondenzatorja

Praktična implementacija VV APF-a potrjuje rezultate simulacij. Stikalna frekvenca je ključni faktor pri izkoristku vezja, ker je preklapljanje pretvornika za spreminjanje napetosti filtrskega kondenzatorja trdo. To povzroča visoke izgube, predvsem pri višjih napetostih. Slika 4.10 kaže časovne poteke enofaznega paralelnega močnostnega filtra s spremenljivo napetostjo filtrskega kondenzatorja in enim dodatnim stikalom pri napetosti 50 V in skupno močjo 132 W. Za to delovno točko je izmerjen relativno nizek izkoristek (70,5 %). Z uporabo simulacijakih programov je določitev izkoristka nezanesljiva in težavna. Visoki toki dodatnega stikala so nakazovali, da bo izkoristek nizek, kar je sedaj tudi potrjeno. Rezultat je mogoče primerjati z ostalimi pretvorniki, ki delujejo na nizkih močeh [123], kjer je izkoristek dokaj nizek. Nizek izkoristek se na nizkih močeh lahko včasih tolerira. Na močeh okrog 1 kW pa takšen izkoristek že predstavlja hudo pomanjkljivost. A to ni edina pomanjkljivost testiranega pretvornika – na večjih močeh pride bolj do izraza problem nepopolne regulacije

toka, ki polni filtrski kondenzator. Ta problem se lahko deloma reši z izbiro manjše induktivnosti dušilke L_4 , a tak ukrep povečuje motnje in hrup, ki ga vezje generira, predvsem pri stikalni frekvenci 5 kHz.



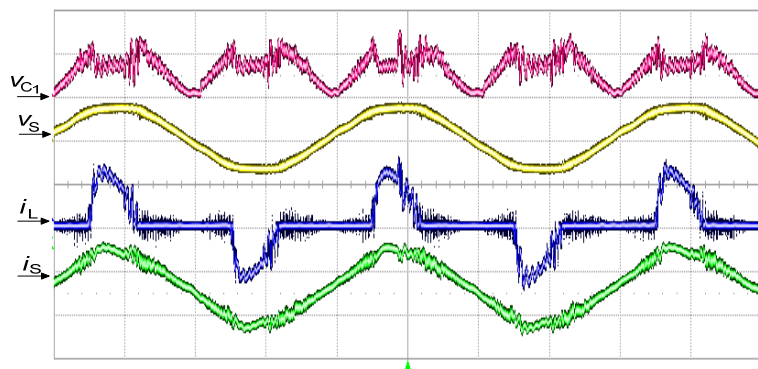
Sl. 4.10: Izmerjeni časovni poteki napetosti filtrskega kondenzatorja (v_{C1}), omrežne napetosti (v_S), bremenskega toka (i_L) in omrežnega toka (i_S); bremenska moč je bila $P_L=93$ W, vhodna moč $P_{in}=132$ W, $\eta=70,5$ %, $THD_{i_S}=11$ %, $THD_{i_L}=92,4$ %, $THD_v=3,129$ %, 100 V/div, 5 A/div, $f_s=5$ kHz.

Za oceno vpliva stikalne frekvence na izgube v VV APF pretvorniku in njegovega izkoristka, je meritev ponovljena, tokrat na stikalni frekvenci 25 kHz (sl. 4.11). Že tako nizek izkoristek še dodatno upade. Spremenljiva napetost filtrskega kondenzatorja se približuje svoji referenci. Delovanje bidirekcijskega enosmerne pretvornika oziroma vezja za prilagoditev napetosti na frekvenci 25 kHz namesto na 5 kHz je znižala izkoristek z 71 % na 45 %. Podobne topologije se uporabljajo v elektromotorskih pogonih kot razsmerniki, ko je znano, da je izhodni tok sinusen. Pri APF-u se tega vnaprej ne more vedeti, kar pripelje do delovanja pretvornika v delovni točki, ki ni najbolj optimalna, in posledično do nizkega izkoristka vezja. Izkoristek tega vezja je nižji od izkoristka klasičnega APF-a, čeprav je stikalna frekvenca dokaj nizka in znaša 5 kHz. Vpliv zvišanja stikalne frekvence je torej zelo izrazit.

Znižanje faktorja popačenja je pomembno s stališča modernih elektrotehniških standardov, ampak istočasno znižanje izkoristka nakazuje "razvojno slepo pot". Na tej točki je bila ideja razvoja topologij z enim dodatnim tranzistorjem opuščena, vendar so izkušnje, pridobljene pri tem tipu pretvornika (VV APF) pomembne za nadaljnji razvoj pretvornikov (AV APF). Nekateri izmed sklepov, ki so pomembni za nadaljnji razvoj, so:

- Energija ki cirkulira znotraj pretvornika za prilagoditev napetosti filtrskega kondenzatorja, mora biti minimalna.

- Bidirekcijski enosmerni pretvornik (ne več kvaziresonančno vezje) mora imeti minimalno dve stikali; eno, ki nadzoruje tok, ki prazni filtrski kondenzator, in drugo, ki nadzoruje tok, ki filtrski kondenzator polni.
- Preklopov stikal naj bi bilo čim manj.



Sl. 4.11: Izmerjeni časovni poteki napetosti filtrskega kondenzatorja (v_{C1}), omrežne napetosti (v_S), bremenskega toka (i_L) in omrežnega toka (i_S); bremenska moč je bila $P_L=93$ W, vhodna moč $P_{in}=212$ W, $\eta=45\%$, $THD_{i_S}=6,8\%$, $THD_{i_L}=92,4\%$, $THD_v=3,129\%$, 100 V/div, 5 A/div, $f_s=25$ kHz (namesto $f_s=5$ kHz)

4.3. Enofazni paralelni aktivni močnostni filter z adaptivno napetostjo filtrskega kondenzatorja (AV APF)

Napetost filtrskega kondenzatorja APF-a s spremenljivo napetostjo, ki je bil analiziran v prejšnjem podpoglavju, se lahko prilagodi poljubnemu bremenskemu (filtrskemu toku), vendar ta prilagoditev ni optimalna v smislu polnjenja in praznjenja filtrskega kondenzatorja. Čeprav se podobni pretvorniki uporabljajo predvsem kot razsmerniki [60], izkazujejo za uporabo v APF-ih pomanjkljivosti v primerjavi s pretvornikom, kjer se kontrolirata oba toka filtrskega kondenzatorja. Posledici, ki nastaneta zaradi pomanjkljivega nadzora, sta:

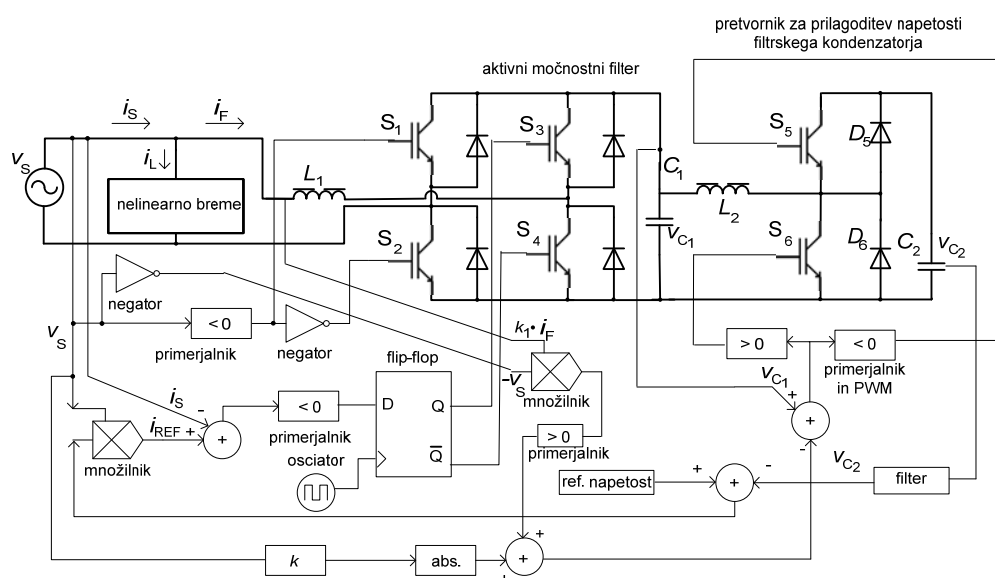
- velika količina energije v krogu za prilagoditev napetosti filtrskega kondenzatorja,
- groba regulacija napetosti filtrskega kondenzatorja rezultira v rahlem izboljšanju stikalnih razmer v preostanku vezja (enofazni mostični pretvornik), ampak to izboljšanje ni tolikšno, da bi se izboljšal izkoristek celotnega VV APF-a, oziroma da bi se upravičila uporaba dodatnega pretvornika.

Stikalna frekvenca se izkaže kot faktor, ki najbolj vpliva na izkoristek VV APF-a. V naslednjih odsekih bodo analizirani pretvorniki, ki bodo imeli večje število stikal, a število njihovih preklopov ne bo večje. Izbrana bo taka topologija, da bosta dve stikali s svojim občasnim delovanjem zagotovili napetost, čim bližje referenčni napetosti filtrskega kondenzatorja. Takšno delovanje bo dobra podlaga za raziskavo različnih algoritmov. Glede

na to, da se napetost filtrskega kondenzatorja lahko dokaj natančno uravnava, je energija, ki se pretaka, minimalizirana. Lahko se celo pričakuje, da bo kljub dodatnemu vezju izkoristek pretvornika z adaptivno napetostjo višji, kot je pri klasičnem enofaznem mostičnem APF-u.

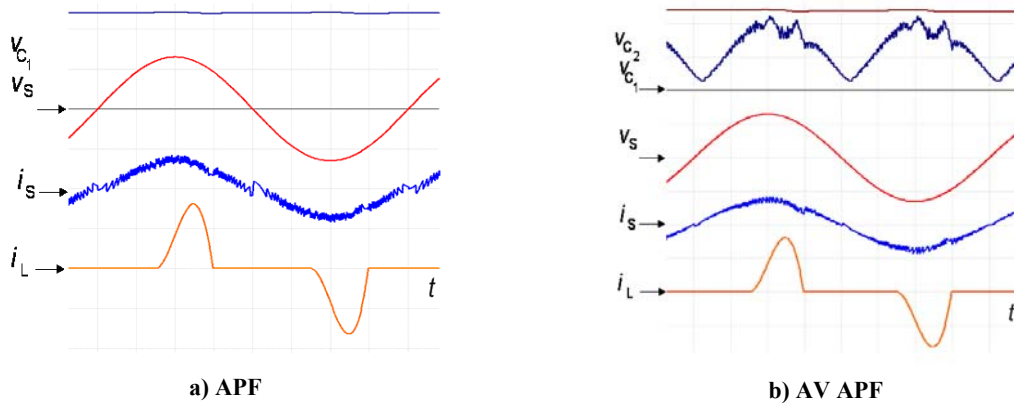
4.3.1. APF z adaptivnim pretvornikom (AV APF)

Slika 4.12 kaže verzijo navzgor-navzdol aktivnega močnostnega filtra z adaptivno napetostjo filtrskega kondenzatorja (AV APF) z eno dodatno dušilko. Tok skozi dodatno dušilko (L_2) je izmeničen, kar zmanjšuje možnosti za priključitev sončnih celic. Prednost te topologije je kompatibilnost z ostalimi topologijami, predvsem s klasično mostično, in hitra primerjava z ostalimi AV APF pretvorniki. Uporaba ene dušilke manj pripelje do učinkovitejše uporabe magnetnih materialov, kar se pozna na masi in na ceni pretvornika.



Sl. 4.12: Aktivni močnostni filter z adaptivno napetostjo filtrskega kondenzatorja (BB AV APF)

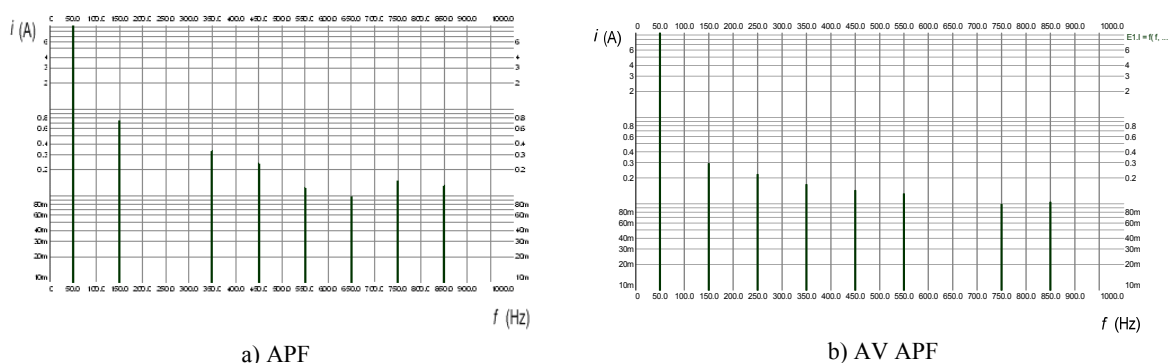
Vpeljava spremenljive napetosti naj ne bi imela negativnih posledic na delovanje pretvornika, saj je vlogo filtrskega kondenzatorja C_1 (konstantna napetost pri APF-u) v smislu določevanja referenčnega filtrskega toka [63] prevzel kondenzator C_2 . Njegova napetost je praktično konstantna ($v_{C2} = V_{C2}$) in predstavlja dobro podlago za izračun referenčnega toka. Tako izgleda, da uporaba manjšega filtrskega kondenzatorja nima negativnih posledic na dinamiko pretvornika. Simulacijski rezultati (sl. 4.13) kažejo, da lahko ta pretvornik uravnava časovni potek filtrskih napetosti za širok razpon bremen.



Sl. 4.13: Simulirani časovni poteki: napetost filtrskega kondenzatorja (v_{C1}), napetost DC linka (v_{C2}), omrežna napetost (v_s), omrežni tok (i_s) bremenski tok (i_L); 2,5 ms / div, 12,5 A / div, 250V / div.

Relativno dobro ujemanje simuliranega časovnega poteka napetosti filtrskega kondenzatorja in njene reference je posledica uporabe ustrežnejših pretvornikov. Posebej pa je pomemben pretvornik, ki polni filtrski kondenzator, in njegova lastnost, da zagotovi dovolj toka za kompenzacijo jalove moči bremena. V primeru uporabe pretvornika navzdol se filtrski kondenzator lahko polni cel interval preklapljanja, kar omogoča kompenzacijo moči, kot je to bilo prikazano v prejšnjih primerih.

Pri primerjavi lastnosti klasičnega APF-a in AV APF-a se je pojavilo vprašanje, kolikšno napetost filtrskega kondenzatorja izbrati. Simulacija klasičnega APF-a za napetost 500 V da THD = 10,8 %, za napetost filtrskega kondenzatorja 600 V je popačenje malenkost večje in znaša THD = 12,8 % (sl. 4.14 a)). Hkrati se faktor moči spreminja med 0,99 do 0,986. Rezultate, ki so pridobljeni pri stikalnih frekvencah enofaznega mostičnega vezja 25 kHz in dodatnega pretvornika za prilagoditev napetosti filtrskega kondenzatorja 5 kHz, kaže sl. 4.14 b).

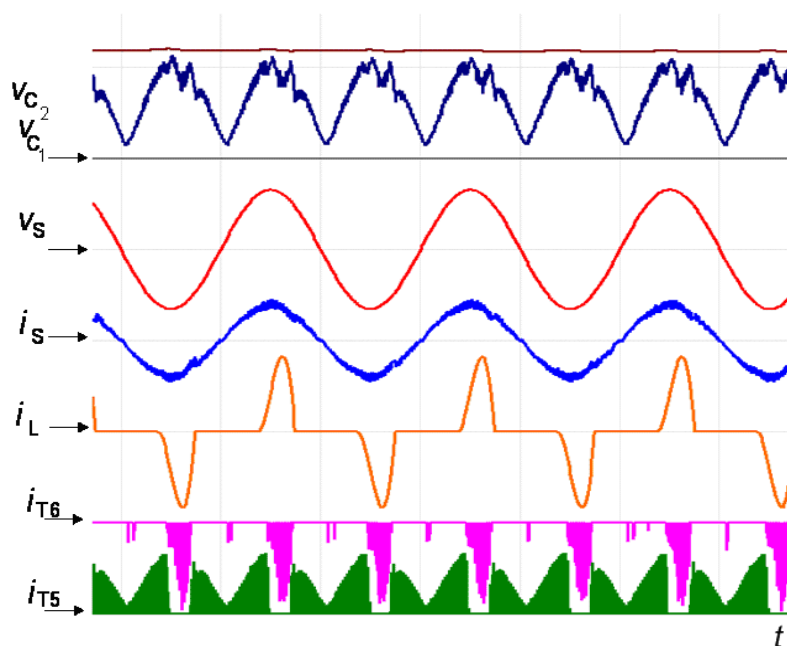


Sl. 4.14: Amplitudni spekter filtriranega omrežnega toka

Tretja harmonska komponenta bremenskega toka za nelinearno breme razreda D znaša približno 75 % (podobno kot na sl. 1.2 c)), pri kompenziranem bremenu (APF) pa 10 % prve harmonske komponente bremenskega toka. Pomanjkljivost klasičnega APF-a sta visoko

popačenje in predvsem težki pogoji preklapljanja. Uporaba adaptivne napetosti filtrskega kondenzatorja precej zniža vrednost THD-ja (tretja harmonska komponenta znaša okrog 3 % prve harmonske komponente) za enako stikalno frekvenco in pri enaki maksimalni napetosti filtrskega kondenzatorja. Popačenja linijskega toka za nekompenzirano breme, kompenzirano breme s klasičnim APF-jem in kompenzacijo z AV APF-jem znašajo 92 %, 12,8 % in 5,6 %.

V primeru s konstantno napetostjo filtrskega kondenzatorja lahko priključimo dodatni enosmerni vir z napetostjo 125 V. To je enosmerna napetost, ki se lahko razsmerja v omrežje napetosti 230 V, pri čemer izkoristek ostaja dovolj visok. Simulirani časovni poteki za AV APF pretvornik (sl. 4.15) kažejo, da je bremenski tok i_L približno enake amplitude kot toki, ki polnijo (i_{T6}) in prazniyo (i_{T5}) filtrski kondenzator C_1 . Taki odnosi zagotavljajo sprejemljivost izgub v pretvorniku za prilagoditev napetosti filtrskega kondenzatorja (minimizacija energije, ki se pretaka med C_1 in C_2). Napetost filtrskega kondenzatorja vpliva tudi na stikalne izgube v pretvorniku za prilagoditev napetosti filtrskega kondenzatorja. Takrat, ko je napetost filtrskega kondenzatorja nižja, so nižje tudi stikalne izgube v pretvorniku za prilagoditev napetosti filtrskega kondenzatorja.



Sl. 4.15: Simulirani časovni poteki BB AV APF pretvornika: napetost na DC linku, napetost kondenzatorja C_2 (v_{C2}), napetost filtrskega kondenzatorja (v_{C1}), omrežna napetost (v_s), omrežni tok (i_s), bremenski tok (i_L), tok skozi stikalo S_5 – tok, ki prazni C_1 (i_{T5}), tok skozi stikalo S_6 – tok, ki polni C_1 (i_{T6}); 10 ms / div, 25 A / div, 500 V / div.

4.3.3.1 Predvidevanje in meritve izkoristka

Na podlagi simulacij ali celo določenih izrazov je dokaj težko določiti izkoristek APF-a, zlasti zaradi njegove zapletenosti in številnih pojavov, ki vplivajo nanj. Topologija pretvornika za prilagoditev napetosti filtrskega kondenzatorja, zagotavlja regulacijo polnilnih tokov in tokov, ki praznijo filtrski kondenzator. Optimalna količina energije, ki se pretaka po krogu za prilagoditev napetosti, in omejeno število preklonov postavljata omenjeno topologijo za potencialnega kandidata pri izboljšavi izkoristka v primerjavi s klasičnim APF pretvornikom. Namesto kalorimetrijske metode lahko uporabimo simulacijo [56], vendar so rezultati v tem primeru samo boljši ali slabši približek. Ker je magnetne in drugačne izgube s simulacijo težko ovrednotiti, bodo rezultati zajeti primerjalno. Če upoštevamo, da sta APF in AV APF tokovna generatorja in so njune statične izgube enake, nastopa razlika med njima samo zaradi dinamičnih izgub. Rezultati so podani v tabeli 4.1.

Tabela 4.1: Primerjava klasične APF topologije (konstantna napetost filtrskega kondenzatorja) in predlagane topologije (BB AV APF) pri dveh različnih frekvencah APF mostičnega pretvornika

Stikalna frekvenca	$f = 15 \text{ kHz}$			$f = 25 \text{ kHz}$		
	(pf)	$THD (i_s) (\%)$	$\eta (\%)$	(pf)	$THD (i_s) (\%)$	$\eta (\%)$
APF	0.974	18,92	85*	0.991	10,73	85*
AV APF	0.991	10,14	83*	0.997	5,79	83*

*stikalne izgube niso upoštevane

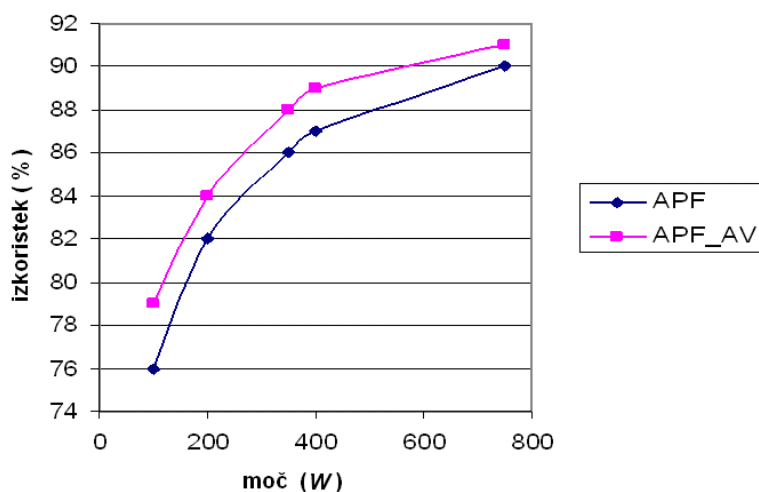
Po simulacijskih rezultatih sodeč ima opazovana topologija (AV APF) višje izgube in posledično nižji izkoristek, vendar je treba opozoriti, da dinamične izgube v simulacijah niso upoštevane. Izboljšave v pogledu znižanja izgub, ki jih omogočajo AV APF vezja, pa se nanašajo prav na izboljšanje stikalnih razmer. Obenem je prilagoditev napetosti filtrskega kondenzatorja skoraj idealna in zagotavlja znižanje popačenja skoraj za 50 % v primerjavi s klasičnim APF-om. Zanimiva je ugotovitev, da ima AV APF manjše popačenje pri stikalni frekvenci 15 kHz kot klasičen APF pri višji stikalni frekvenci 25 kHz. Glede na to, da se stikalne izgube povečujejo linearno z zvišanjem frekvence preklapljanja, je smiselna trditev, da ima AV APF prednost pred klasičnim pristopom za vse razrede moči, kjer se lahko ustvari prilagoditev napetosti filtrskega kondenzatorja. Po upoštevanju stikalnih izgub se dobijo rezultati, ki obrnejo tehtnico v prid AV APF pretvornika (tabela 4.2).

Tabela 4.2: Primerjava izkoristka klasičnega aktivnega močnostnega filtra s konstantno napetostjo filtrskega kondenzatorja (APF) in aktivnega močnostnega filtra z adaptivno napetostjo filtrskega kondenzatorja (AV APF)

Tip pretvornika	$THD (i_s)$ (%)	η_{APF} (%)
APF	10,73	≈ 78
AV APF	5,79	≈ 79

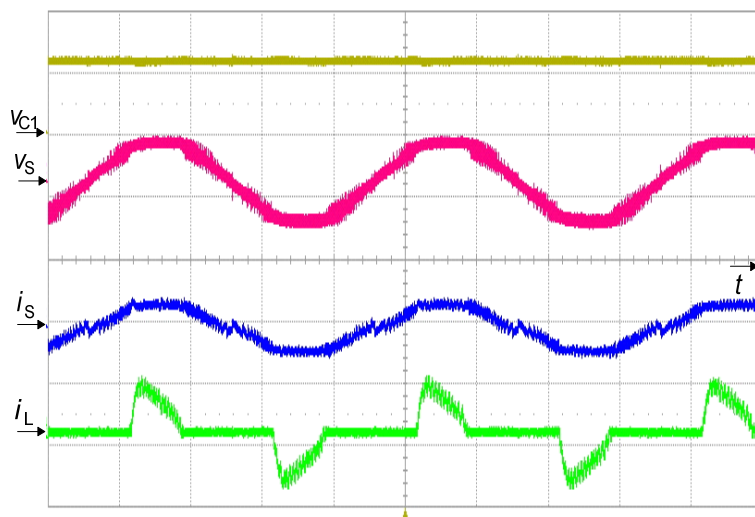
Glede na simulacijske podatke, ki so dani v tabeli 4.2, lahko ima AV APF večji izkoristek kot klasičen APF s konstantno napetostjo filtrskega kondenzatorja. To se lahko razloži z vplivom napetostne prilagoditve filtrskega kondenzatorja razmeram, ki vladajo v omrežju (bremenski tok in omrežna napetost). Pridobitev zaradi mehkega preklapljanja, ki se dogaja v ugodnejših razmerah za stikalo kot pri klasičnem APF-u je dovolj velika, da kompenzira izgube v dodatnem pretvorniku, ki prilagaja napetost filtrskega kondenzatorja. Izkoristek 78 % oziroma 79% je sicer dokaj nizek, a rezultat je boljši pri pretvorniku z adaptivno napetostjo filtrskega kondenzatorja. Izkoristek APF-a lahko doseže visoke vrednosti (98 %) [72], čeprav so izkoristki pretvornikov za nizke moči (okrog 50 W) pogosto nižji (72 %) [123].

Praktične meritve so narejene za razred moči od 100 W do 750 W. Pri meritvah je bil uporabljen nelinearen tok razreda D (kapacitivno obremenjen enofazni usmernik). Rezultati s slike 4.16 odkrivajo, da je izkoristek v nasprotju z vrednostjo, podano v katalogih [124], spremenljivka, odvisna od bremenske moči (oziroma bremenskega toka). Izkoristek je nižji pri nižjih obremenitvah, kar je posledica večje relativne valovitosti toka pri nižjih močeh. Hitre spremembe toka ustvarjajo spremenljiv magnetni fluks v filtrski tuljavi (lamelirana pločevina) in posledično vrtnične tokove. Ta pojav v simulacijah sploh ni bil modeliran in je poglavitni vzrok za razliko med simulacijskimi in merilnimi rezultati.

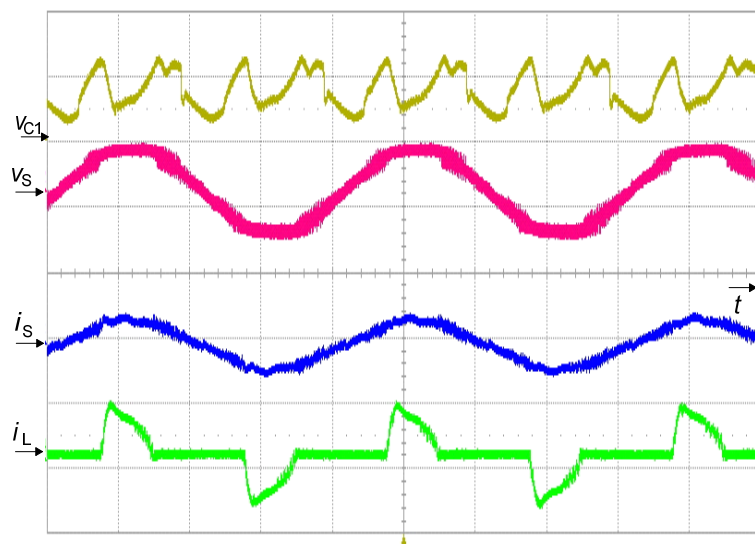


Sl. 4.16: Izmerjena poteka izkoristka za APF in AV APF (razred D nelinearnega bremena)

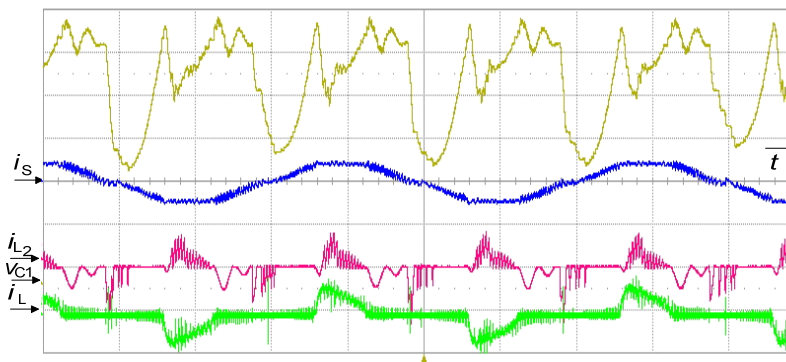
Pri meritvah je APF z adaptivno napetostjo filtrskega kondenzatorja posledično izkazoval nižji omrežni tok kot klasičen APF. THD pretvornika z adaptivno napetostjo filtrskega kondenzatorja je bil nižji kot pri klasičnem APF-u pri vseh pomerjenih močeh, razlika, v THD-ju omrežnega toka pa ni nikoli presegala 2 %. Glede na to, da je bila sprememba moči ustvarjena s spremembo bremenskih uporov, je bil THD bremenskega toka za večje moči vse večji in se je od vrednosti ($\text{THD}_{\text{IL}} = 82\%$) zvišal na ($\text{THD}_{\text{IL}} = 92\%$). Sliki 4.17 in 4.18 kažeta časovne poteke tipičnih signalov pri delovanju APF-a.



Sl. 4.17: Izmerjeni časovni poteki enofaznega APF-a s konstantno napetostjo filtrskega kondenzatorja: napetost filtrskega kondenzatorja (v_{C1}), omrežna napetost (v_S), omrežni tok (i_S), bremenski tok (i_L); 500 V/div, 5 A/div, $P \approx 450$ W, $\text{THD}_{\text{IL}} = 82\%$, $\eta = 89\%$, $\text{THD}_{i_S} = 8,4\%$

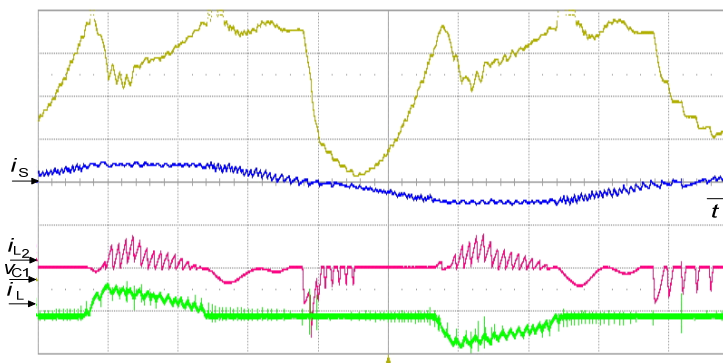


Sl. 4.18: Izmerjeni časovni poteki enofaznega APF-a z adaptivno napetostjo filtrskega kondenzatorja: napetost filtrskega kondenzatorja (v_{C1}), omrežna napetost (v_S), omrežni tok (i_S), bremenski tok (i_L); 500 V/div, 5 A/div, $P \approx 450$ W, $\text{THD}_{\text{IL}} = 82\%$, $\eta = 90\%$, $\text{THD}_{i_S} = 7,6\%$



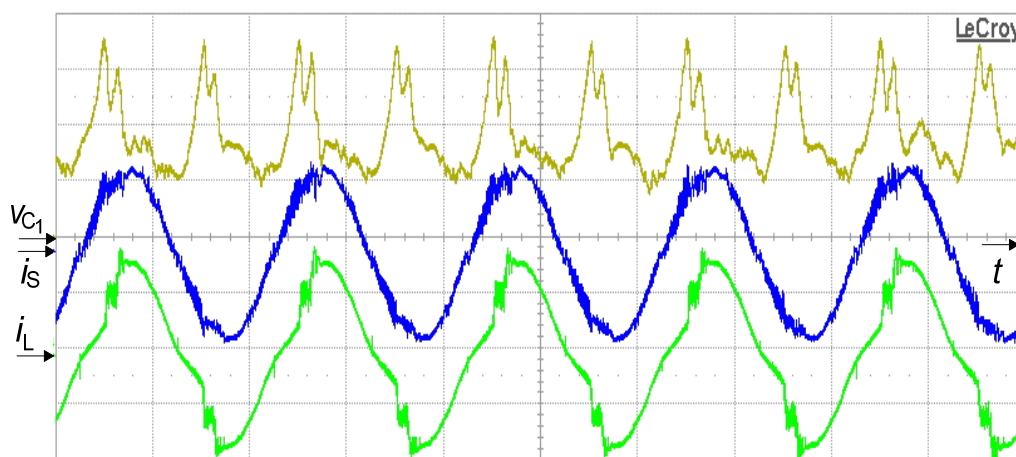
Sl. 4.19: Izmerjeni časovni poteki aktivnega močnostnega filtra z adaptivno napetostjo filtrskega kondenzatorja (navzdol-navzgor topologija): napetost filtrskega kondenzatorja (v_{C1}), omrežni tok (i_s), tok skozi dušilko L_2 , ki opisuje polnjenje in praznjenje filtrskega kondenzatorja (i_{L2}), bremenski tok (i_L); 100 V/div, 5 A/div, 5 ms/div.

Na sl. 4.19 je bremenski tok popačen zaradi delovanja pretvornika, popačenje pa je tudi odvisno od tokovnih sond, ki se uporabljajo pri meritvah. Na sl. 4.20 je popačenje manjše, opazimo pa tudi, da sta v določenih intervalih toka i_L in i_{L2} sorazmerna.

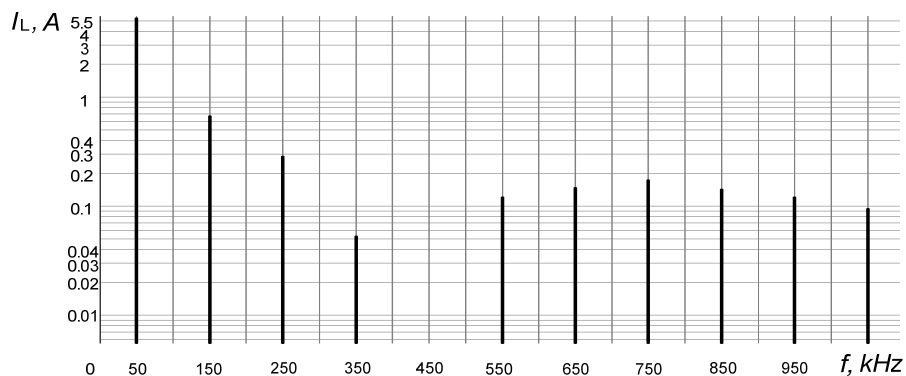


Sl. 4.20: Izmerjeni časovni poteki aktivnega močnostnega filtra z adaptivno napetostjo filtrskega kondenzatorja (navzgor-navzdol topologija): napetost filtrskega kondenzatorja (v_{C1}), omrežni tok (i_s), tok skozi dušilko L_2 , ki opisuje polnjenje in praznjenje filtrskega kondenzatorja (i_{L2}), bremenski tok (i_L); 100 V/div, 5 A/div, 2 ms/div

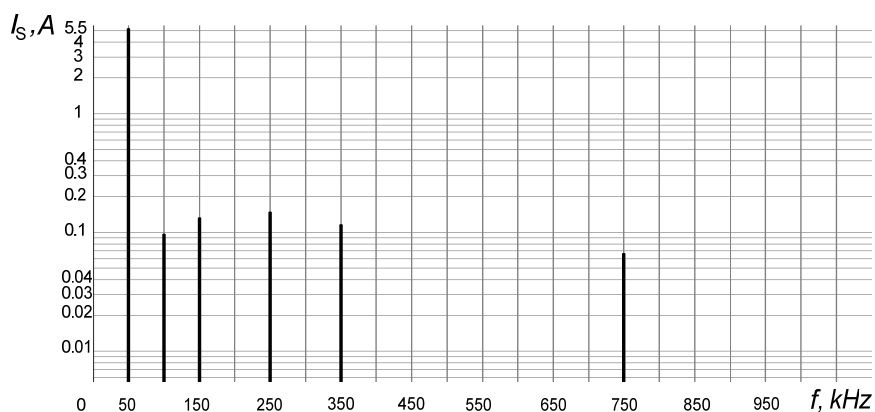
Na slikah od 4.21 do 4.23 je podana analiza omrežnega toka v časovni in frekvenčni domeni.



Sl. 4.21: Izmerjeni časovni poteki pri omrežni napetosti 230 V in omrežnem toku 5,4 A (nelinearno breme razreda A), posneti za AV APF (navzgor-navzdol topologija): napetost filtrskega kondenzatorja (v_{C1}), omrežni tok (i_s), bremenski tok (i_L); 200 V/div, 5 A/div, 10 ms/div.



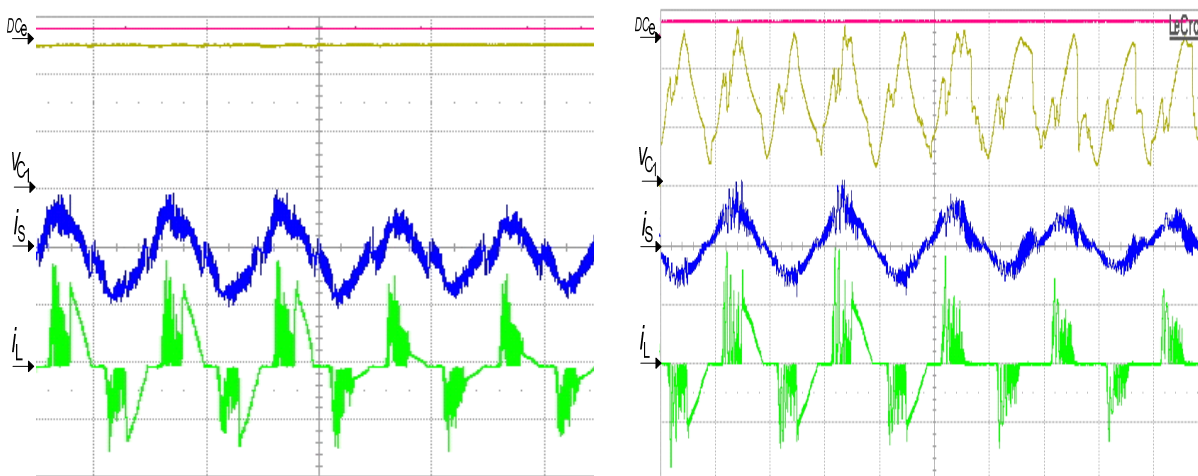
Sl. 4.22: Amplitudni spekter (efektivne vrednosti) bremenskega toka signala s sl. 4.21



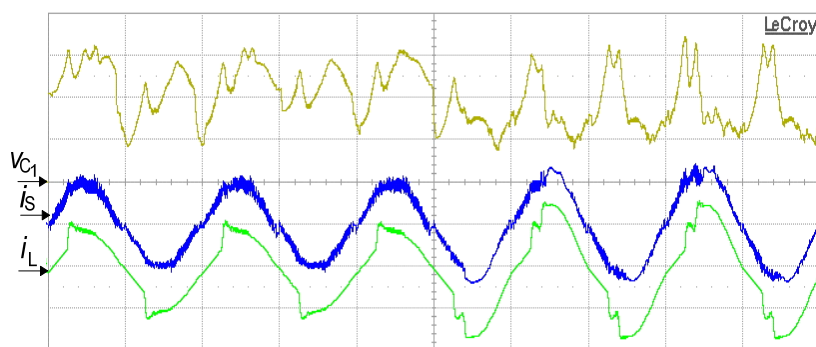
Sl. 4.23: Amplitudni spekter (efektivne vrednosti) omrežnega (linijskega) toka signala s sl. 4.21

Zanimivo je, da se pojavi majhen signal na frekvenci 100 Hz, kar se lahko razloži kot motnja iz vezja za prilagoditev napetosti. Ta pojav se namreč ponavlja za vsako polperiodo absolutnega omrežnega signala (100 Hz).

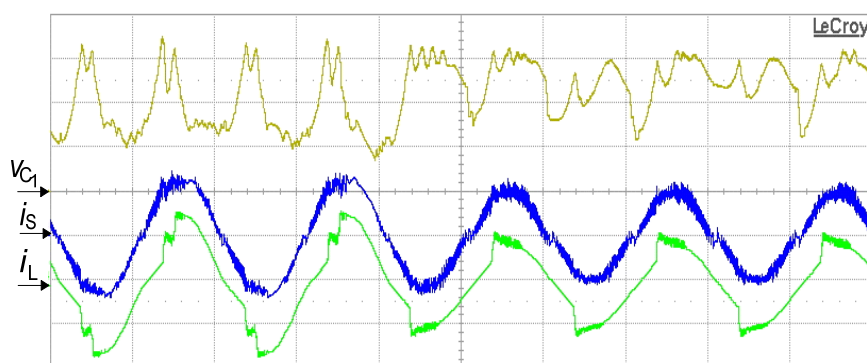
Na naslednjih slikah je prikazana dinamika APF in AV APF pretvornika (sl. 4.24, sl. 4.25, sl. 4.26).



Sl. 4.24: Posneti časovni poteki ekvivalentne vrednosti napetosti DC linka, na podlagi katere se določa referenčna vrednost toka (DC_e), napetosti filtrskega kondenzatorja (v_{C1}), omrežnega toka (i_S) in bremenskega toka pri razbremenitvi APF pretvornika (levo) in pri razbremenitvi AV APF pretvornika (desno); 200 V/div, 5 A / div (DC_e je signal iz procesorja in je njegova vrednost ≈ 5 V)



Sl. 4.25: Prehodni pojav, posnet za BB AV APF, ko se omrežni tok zveča s 3,5 A na 5,2 A (nelinearno breme razreda A); napetost filtrskega kondenzatorja (v_{C1}), omrežni tok (i_S), tok skozi dušilko L_2 , ki opisuje polnjenje in praznjenje filtrskega kondenzatorja (i_{L2}), bremenski tok (i_L); 200 V/div, 5 A/div, 10 ms/div.



Sl. 4.26: Prehodni pojav, posnet za BB AV APF, ko se omrežni tok zmanjša s 5,2 A na 3,5 A (nelinearno breme razreda A); napetost filtrskega kondenzatorja (v_{C1}), omrežni tok (i_S), tok skozi dušilko L_2 , ki opisuje polnjenje in praznjenje filtrskega kondenzatorja (i_{L2}), bremenski tok (i_L); 200 V/div, 5 A/div, 10 ms/div.

Vpeljava dodatnega filtrskega kondenzatorja praktično ne vpliva na prehodni pojav APF-a. Lahko sklenem, da so posledice vpeljave adaptivne napetosti filtrskega kondenzatorja (in dodatnega pretvornika) na dinamiko (sprememba bremena) zanemarljive; dinamično se AV APF obnaša enako kot klasičen APF, doseže pa nižji THD [94].

Slike, ki kažejo dinamiko klasičnega in AV APF-a (sl. 4.24, sl. 4.25, sl. 4.26), odkrivajo še nekaj specifik glede optimiranja delovanja AV APF pretvornika. Na podlagi praktičnih preizkusov se izkaže, da (čeprav se pri APF aplikacijah lahko izbirajo visoke napetosti filtrskega kondenzatorja, npr. 500 V do 1200 V) pri AV APF-u napetost filtrskega kondenzatorja naj ne bi bila višja od 600 V (sl. 4.26), ker se pojavljajo težave pri praznjenju filtrskega kondenzatorja. Izbira nižje napetosti filtrskega kondenzatorja je ugodna (za oba pretvornika) tudi s stališča priključitve obnovljivih virov energije, kar bo podrobneje obravnavano v naslednjem poglavju. Če je potrebno prilagoditi delovanje APF-a skokovitim spremembam bremenskega toka (npr. razred A in THD blizu 100 %), je bolje zmanjšati induktivnost filtrske dušilke kot izbrati visoko napetost filtrskega kondenzatorja.

5. AV APF v aplikacijah z obnovljivimi viri energije

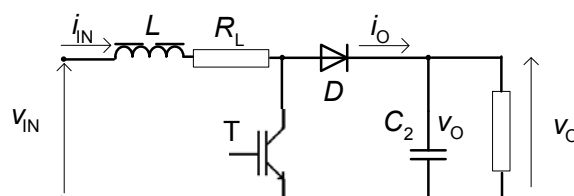
V prejšnjem poglavju je pokazano, da uporaba dodatnega pretvornika za prilagoditev napetosti filtrskega kondenzatorja izboljša preklopne razmere v osnovnem enofaznem mostičnem pretvorniku, ker vpeljava dodatnega vezja (in dodatnih izgub) ne rezultira v znižanju izkoristka. Vezje za prilagoditev napetosti filtrskega kondenzatorja zagotavlja, da je napetost filtrskega kondenzatorja nižja ali enaka napetosti, ki bi jo imel filtrski kondenzator s konstantno napetostjo filtrskega kondenzatorja. V primeru, ko se za prilagoditev napetosti filtrskega kondenzatorja uporablja pretvornik, pri katerem tečeta tok, ki polni, in tok, ki prazni filtrski kondenzator, skozi različni dušilki (vsaka prevaja samo enosmerni tok), se odpirajo dodatne možnosti priključitve sončnih celic.

5.1. AV APF pretvornik in enosmerni viri energije

V tem podpoglavju bo teoretično raziskana možnost priključitve enosmernih virov energije na klasični APF in AV APF. Matematično bo dokazana prednost AV APF pretvornika zaradi nižje srednje vrednosti napetosti njegovega filtrskega kondenzatorja.

Sončna energija, ki se v fotonapetostnem viru energije pretvarja v električno energijo, se skozi pretvornik navzgor pošilja v filtrski kondenzator in potem v izmenično omrežje. Lahko se pričakuje, da je energija na izhodu pretvornika navzgor (ali pretvornika navzdol) sorazmerna vklopnemu razmerju in napetosti enosmerne vira. Najpreprostejše pravilo, ki približno določa vklopno razmerje, pri katerem fotovoltaični vir odda maksimalno energijo, zadošča večini aplikacij: ko napetost odprtih sponk (prostega teka) fotovoltaičnega vira kot posledica lastnega toka upade na 76 % svoje začetne vrednosti, fotovoltaični vir odda maksimalno moč [49, 50]. Za ugotavljanje vpliva posameznih faktorjev, ki določajo izkoristek pretvornika navzgor (sl. 5.1), se definira ekvivalentna izhodna upornost enosmerne pretvornika R_e :

$$R_e = \frac{V_o}{I_o} \quad (5.1)$$



Sl. 5.1: Pretvornik navzgor in parazitna upornost njegove dušilke (vhodna napetost je lahko napetost fotonapetostnega vira)

Izkoristek pretvornika navzgor (priloga A) je podan z izrazom:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_e(1-D)^2}} \quad (5.2)$$

Če v (5.2) vstavimo enačbo (5.1), dobimo:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_e(1-D)^2}} = \frac{1}{1 + \frac{R_L \cdot I_o}{V_o(1-D)^2}} \quad (5.3)$$

V pridobljeni izraz se lahko vpelje razmerje med vhodno in izhodno napetostjo, kjer je vhodna napetost (napetost fotonapetostnega vira) $V_{IN}=V_{PV}$:

$$V_o = \frac{V_{IN}}{1-D} \frac{1}{1 + \frac{1}{(1-D)^2} \frac{R_L}{R_e}} = \frac{V_{PV}}{1-D} \frac{1}{1 + \frac{1}{(1-D)^2} \frac{R_L}{R_e}} \quad (5.4)$$

Kombinacija izrazov (5.3) in (5.4) se kaže v izrazu:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_L \cdot I_o}{V_o(1-D)^2}} = \frac{1}{1 + \frac{R_L \cdot I_o}{\frac{V_{PV}}{1-D} \frac{1}{1 + \frac{1}{(1-D)^2} \frac{R_L}{R_e}} (1-D)^2}} = \frac{1}{1 + \frac{R_L \cdot I_o}{V_{PV}(1-D) \frac{1}{1 + \frac{1}{(1-D)^2} \frac{R_L}{R_e}}}} \quad (5.5)$$

Izraz (5.5) na prvi pogled deluje zapleteno. Sestavljen je iz dveh funkcij podobne oblike. Če se upošteva poenostavljeni izraz za razmerje med vhodno in izhodno napetostjo:

$$V_o \approx \frac{1}{1-D} V_{IN} \quad (5.6)$$

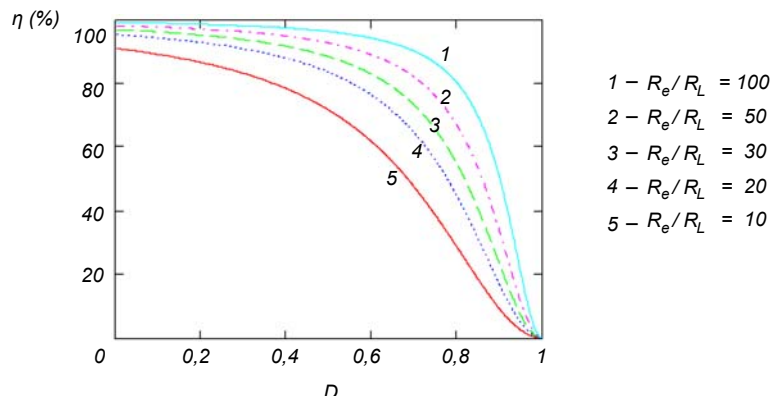
se lahko dobi preprostejša formula za izkoristek, ki ne ogroža predstavitev fizikalnih razmerij v pretvorniku.

Izraz (5.5) torej lahko prevzame preprostejšo obliko:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_e(1-D)^2}} = \frac{1}{1 + \frac{R_L \cdot I_o}{V_o(1-D)^2}} \approx \frac{1}{1 + \frac{R_L \cdot I_o}{\frac{V_{IN}}{(1-D)}(1-D)^2}} = \frac{1}{1 + \frac{R_L \cdot I_o}{V_{PV}(1-D)}}, \quad (5.7)$$

kar pomeni, da je izkoristek pretvornika manjši, kadar sta večja parazitna upornost dušilke pretvornika navzgor (R_L) in izhodni tok pretvornika (I_o), ki proizvaja Jouelovo toploto na dušilki. Izkoristek pretvorbe narašča na podlagi povečevanja napetosti enosmernega vira, ki ga želimo razmerjati, vendar je to v nasprotju s tehnološkimi trendi [56], kjer se teži k nižjim napetostim. Torej je edini način za zvišanje izkoristka delovanje pretvornika pri čim krajših

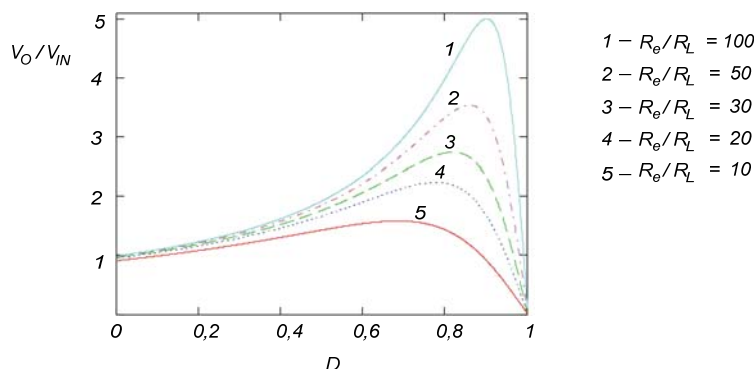
vklopnih razmerjih. Takšno delovanje ima smisel samo takrat, ko je izhodna napetost dovolj nizka. Do takšnega sklepa lahko pridemo, če pogledamo funkcijo izkoristka ((5.2), sl. 5.2):



Sl. 5.2: Izkoristek pretvornika navzgor v odvisnosti od vklopnega razmerja (parametar je razmerje med ekvivalentno izhodno upornostjo in parazitno upornostjo dušilke)

V primeru novih tehnologij sončnih celic naj bi bil izhodni tok pretvornika navzgor čim večji, kar ustreza nizki ekvivalentni izhodni upornosti R_e in posledično manjšemu razmerju R_e/R_L . Torej nove tehnologije sončnih celic zahtevajo delovanje pretvornikov v področju, ki jim ne ustreza (nižje krivulje na sl. 5.2). Nižja napetost filtrskega kondenzatorja tako omogoča delovanje v področjih z višjim izkoristkom.

Visoka napetost filtrskega kondenzatorja praktično onemogoča pretok energije iz smeri enosmernega vira, ker enosmerni pretvornik ne doseže dovolj visoke napetosti za takšen prenos. Enačba (5.4) določa maksimalno napetost in hkrati maksimalno moč za določen izhodni tok (ali ekvivalentno izhodno upornost) in je ponazorjena na sl. 5.3.



Sl. 5.3: Razmerje med izhodno in vhodno napetostjo za pretvornik navzgor v odvisnosti od vklopnega razmerja (parametar je razmerje med ekvivalentno izhodno upornostjo in parazitno upornostjo dušilke)

Izpeljave karakterističnih enačb za osnovne pretvornike (kontinuirani način delovanja) so podane v prilogi A. Ko je vklopno razmerje večje, je večja tudi energija, ki se dissipira v

parazitni upornosti. Ta pojav se lahko zmanjša, če znižamo parazitno upornost dušilke, vendar se mu ni mogoče popolnoma izogniti. Tukaj zato pride do izraza prednost uporabe adaptivne napetosti filtrskega kondenzatorja s strani dodatnega vira energije.

Poskusi izogibanja uporabe dušilk (velike, težke in včasih drage komponente) se kažejo v pretvornikih, ki za dviganje vhodne napetosti uporabljajo izključno kondenzatorje [107]. Taki pretvorniki se imenujejo pretvorniki s preklapljanjem kondenzatorjev (angl. *switched capacitor converter*). Kljub temu se izgubam ni mogoče izogniti, ker v tej različici nastopata hitro polnjenje in praznjenje kondenzatorjev. V tem primeru se spet srečujemo s parazitnimi upornostmi in izgubami, kot je to bilo opisano v primeru dušilk.

Namesto pretvornika navzgor, ki ima podoben izkoristek kot pretvornik navzdol in navzgor (angl. buck-boost), se lahko uporabi samo pretvornik navzdol. Taka aplikacija zahteva višjo napetost fotonapetostnega vira od napetosti filtrskega kondenzatorja. Mogoča je tudi uporaba z galvansko ločitvijo. Lahko izbiramo med zapornim pretvornikom (angl. *flyback*) in prepustnim pretvornikom (angl. *forward*). Pri prepustnem pretvorniku nastopajo podobni pojavi kot pri pretvorniku navzgor in pretvorniku navzdol-navzgor (upad izkoristka). Pri prepustnem pretvorniku pa se soočamo z omejitvijo vklopnega razmerja.

Posledično je zaželeno, da je razmerje med vhodno napetostjo enosmernega pretvornika (fotonapetost) in napetostjo filtrskega kondenzatorja čim manjše, kar zagotavlja večji izkoristek. To lahko zagotovimo na dva načina:

- sončne celice vežemo zaporedno, dokler njihova napetost ne doseže zadostne vrednosti,
- sončne celice priključimo na napetost, ki se lahko pojavi nekje v omrežju.

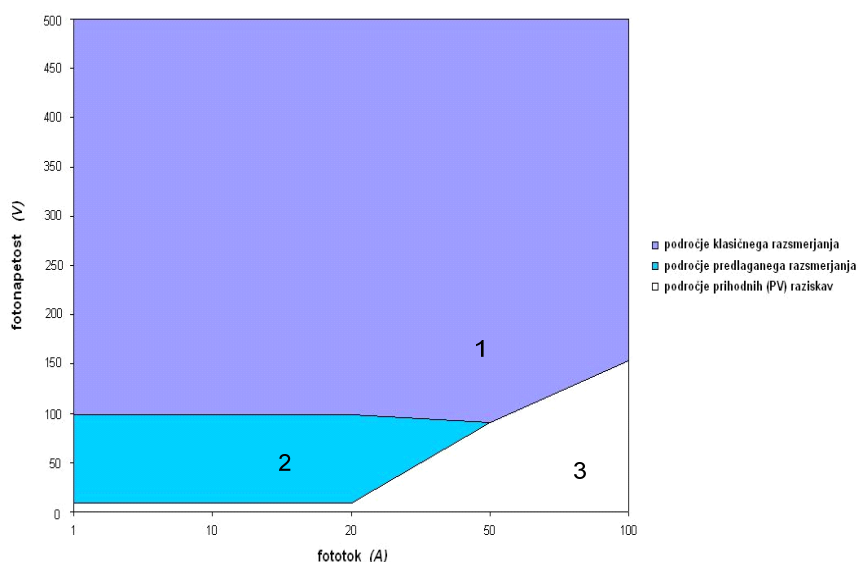
Prvi način uporablja celotna PV industrija. Omogoča visok izkoristek delovanja pretvornika, ampak solarni moduli, ki se pri tem uporabljajo, so dragi in težki, njihova izdelava pa težavna. Drugi pristop se uporablja v tej disertaciji. Ideja je povezana z možno aplikacijo sončnih celic, izdelanih po novih tehnologijah (npr. tankoplastna tehnologija).

Očitno je, da je srednja napetost v primeru prilagajanja napetosti filtrskega kondenzatorja nižja, kot je to v primeru uporabe konstantne napetosti filtrskega kondenzatorja. To pomeni, da je ekvivalentna izhodna upornost R_e pretvornika, ki se uporablja za sončne celice, pri določenem tipu bremena (npr. za D razred bremena) približno 30 % nižja kot v primeru konstantne napetosti filtrskega kondenzatorja ($V_{AV(\sin)}=0,636 \cdot V_{MAX}$).

5.2. AV APF pretvornik in enosmerni viri energije

V četrtem poglavju je bilo pokazano, da prilagoditev napetosti filtrskega kondenzatorja z bidirekcijskim pretvornikom, ki ima v svoji izhodni stopnji (polnjenje filtrskega kondenzatorja) pretvornik navzdol, doseže večje polnilne toke in zagotavlja boljšo dinamiko kot pretvornik navzdol-navzgor. Ta prednost se kaže tudi pri uporabi obnovljivih virov energije. Zato je večina meritev, ki vključujejo enosmerni (načeloma fotonapetostni) vir energije, opravljena prav s kombinacijo pretvornika navzgor in pretvornika navzdol; taka topologija je poimenovana navzgor-navzdol topologija (BB AV APF pretvornik), in se bo obravnavala v naslednjih odstavkih.

Uporaba adaptivne napetosti filtrskega kondenzatorja omogoča izboljšavo izkoristka, oziroma omogoča razsmerjanje nižjih napetosti (sl. 5.4).



Sl. 5.4: Približna ocena področij, za katera obstaja učinkovito razsmerjanje enosmerne napetosti (1), ocena področja, na katera se to področje lahko razširi z uporabo novih rešitev, predstavljenih v tej disertaciji (2), in področje za razvoj v prihodnosti (3)

Čeprav se teoretično klasična povezava (sl. 3.26) pretvornika navzgor in enofaznega mostičnega APF-a uporablja za vse možne napetosti (tudi za napetosti samo nekaj voltov), takšna topologija ni učinkovita. Zato se v praksi sončne celice priključijo zaporedno v module. Moduli se po potrebi vežejo zaporedno ali pa vzporedno. Napetost, ki se večinoma uporablja kot vhod v pretvornik navzgor, je napetost razreda 100 V [129]. Na izhodu iz pretvornika navzgor se dobi napetost, ki je višja od temenske vrednosti omrežne napetosti. To pomeni, da se napetost enosmernega vira poveča za faktor, ki je med 3 in 5. Za nižje napetosti (< 100 V) se takšen pristop ne uporablja. Adaptivna napetost filtrskega kondenzatorja pri

uporabi enakega pretvornika to napetost priključitve znižuje. Če je razmerje vhodne in izhodne napetosti 3 in minimalna napetost filtrskega kondenzatorja znaša 150 V, se lahko razmerja napetost 50 V, kar je polovična napetost kot v prejšnjem primeru (50 V namesto 100 V). Področje izredno nizkih napetosti enosmernih virov (okrog 1 V) pa še naprej ostaja odprto za nadaljnje raziskave.

5.2.3. Omejitve pri uporabi AV APF-a kot vmesnika za povezovanje enosmernih virov energije

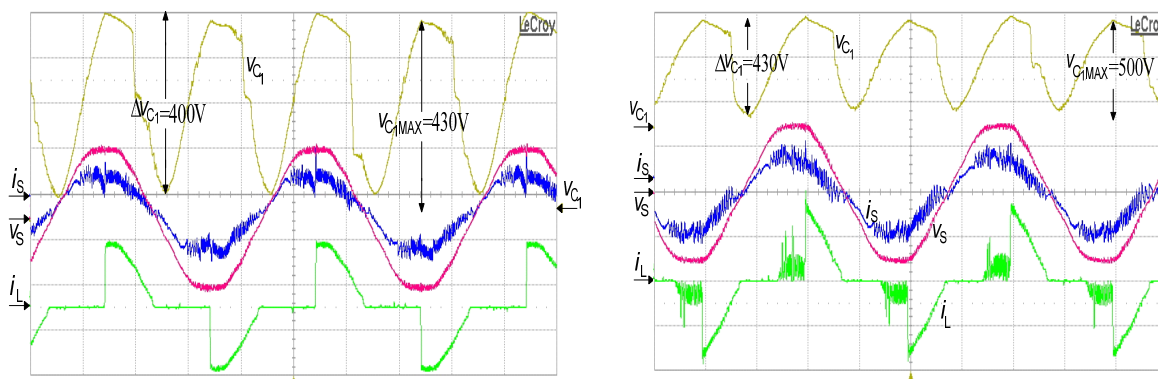
Porast napetosti filtrskega kondenzatorja je povezan s tokom, ki ga polni. Tak polnilni tok je lahko posledica različnih vzrokov:

1. lahko je posledica nenadzorovanega polnjenja filtrskega kondenzatorja skozi enofazni diodni usmernik,
2. posledica delovanja APF-a (preklapljanje tranzistorjev),
3. posledica polnjenja iz kondenzatorja C_2 (enosmerni tokokrog), oz. pozitiven tok (i_{L2}).

Praznjenje filtrskega kondenzatorja se lahko doseže na dva načina:

1. lahko je posledica preklapljanja tranzistorjev oziroma posledica delovanja APF-a. Tak način se lahko definira tudi kot funkcija bremenskega toka (i_L),
2. posledica praznjenja filtrskega kondenzatorja s strani pretvornika za prilagoditev napetosti; negativen tok skozi dušilko L_2 ($-i_{L2}$).

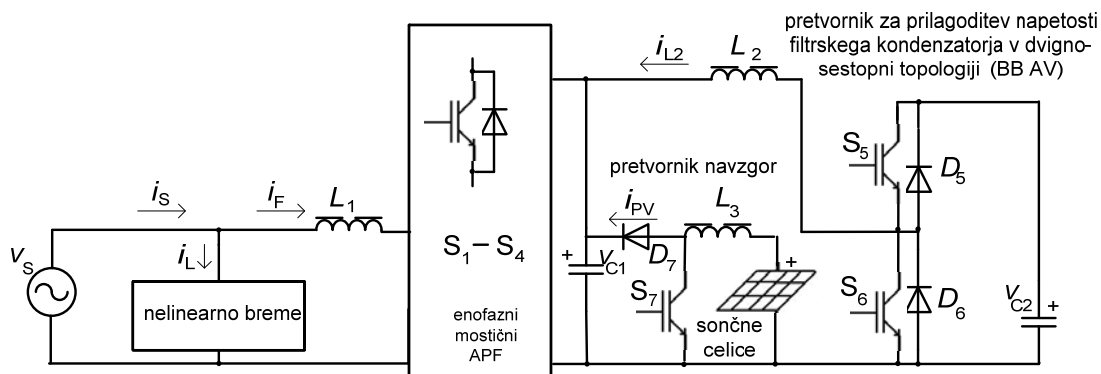
Sl. 5.5 kaže potek napetosti filtrskega kondenzatorja in omrežnega toka pri različnih obremenitvah (različen bremenski tok) in pri različnih vrednostih filtrske dušilke ($L_{1(\text{levo})} > L_{1(\text{desno})}$). (Priloga B).



Sl. 5.5: Izmerjeni časovni poteki spremenljivk, značilnih za aktivni močnostni filter za različne obremenitve in različne vrednosti induktivnosti filtrske dušilke ($L_{1(\text{levo})} > L_{1(\text{desno})}$); 100 V/div, 200 V/div, 1 A/div.

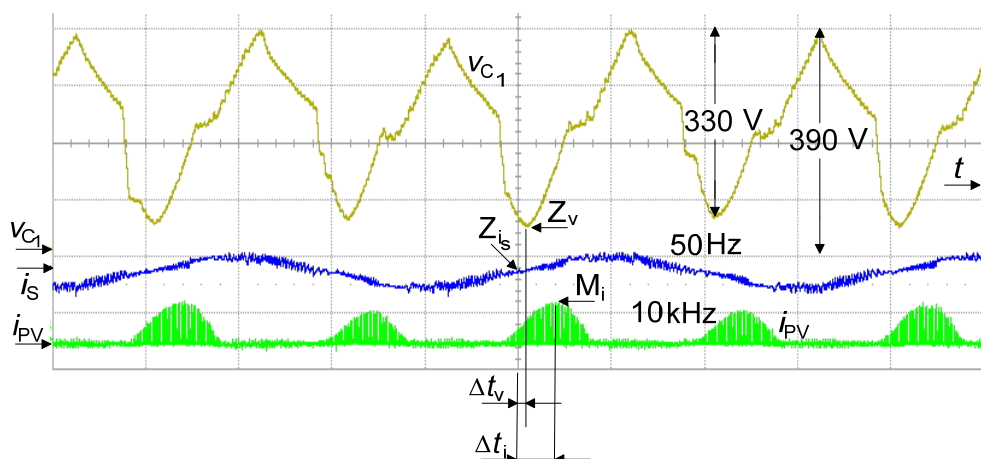
V tem odstavku primerjam aktivni močnostni filter s konstantno in z adaptivno napetostjo filtrskega kondenzatorja. Na koncu četrtega poglavja sem dokazal prednosti pretvornika z adaptivno napetostjo filtrskega kondenzatorja. Tu bo pokazano, kako priti do enakih sklepov

po drugačni poti, in sicer s primerjavo filtrskih napetosti za enak (vsiljen) omrežni tok. Če obstaja kakšna razlika v izkoristku (APF – AV APF), bo vezje, ki ima višji izkoristek, doseglo tudi višjo srednjo napetost filtrskega kondenzatorja. Zaradi preizkušanja odprtozančnega sistema se meritve opravljajo na nižji napetosti ($\approx 110\text{V}$) in pri nižjih močeh (cca. 300 W). Pri višjih napetostih filtrskega kondenzatorja ($v_{C1} > 600\text{ V}$) je praznjenje kondenzatorja zahtevnejše. Izkaže se, da ima adaptivna napetost prednost pri priključevanju sončnih celic (za isti vsiljen omrežni tok i_s) (sl. 5.6).



Sl. 5.6: Enofazni paralelni AV APF z direktno povezavo fotonapetostnega vira in pretvornika na adaptivno napetost filtrskega kondenzatorja

Rezultati poskusov na odprtozančnem sistemu so se izkazali za zelo značilne. Srednja vrednost napetosti filtrskega kondenzatorja doseže višjo izhodno napetost pri enakem (vsiljenem) omrežnem toku, vendar so rezultati, pridobljeni za priključitev fotonapetosti preko pretvornika navzgor (sl. 5.6) mnogo pomembnejši (sl. 5.7) za izboljšanje delovanja celotne verige pretvornikov. Izhodni tok pretvornika navzgor je namreč obratno sorazmeren filtrski napetosti. Z drugimi besedami, ko je napetost filtrskega kondenzatorja nižja, lahko fotonapetostni vir odda več toka v omrežje (ali pa odda enako moč pri nižji napetosti fotonapetostnega vira). Razlika je merljiva v vseh področjih delovanja APF-a, najbolj pa je opazna takrat, ko je izhodni tok pretvornika navzgor (tok i_{PV} skozi diodo D_7) nizek (sl. 5.7).



Sl. 5.7: Izhodni tok pretvornika navzgor i_{PV} s priključenim virom enosmerne napetosti; (4 A/div, 100 V/div, $P_{PV}=30$ W)

Na sliki 5.7. je odvisnost izhodnega toka pretvornika navzgor i_{PV} (s sl. 5.6) od napetosti filtrskega kondenzatorja. Napetost enosmernega vira je bila konstantna ($V_{PV}=32$ V). Konstantno je bilo tudi vklopno razmerje pretvornika navzgor ($D_7=0,1\dots0,2$), vendar je izhodni tok i_{PV} valovit in izrazito odvisen od napetosti filtrskega kondenzatorja. Izhodni tok pretvornika navzgor je praktično enak nič, ko napetost filtrskega kondenzatorja doseže svojo temensko vrednost. Če se uporabi APF s konstantno napetostjo filtrskega kondenzatorja, je vrednost toka i_{PV} konstantna in ustreza vrednosti, ki je prisotna pri AV APF-u takrat, ko napetost filtrskega kondenzatorja doseže svojo temensko vrednost.

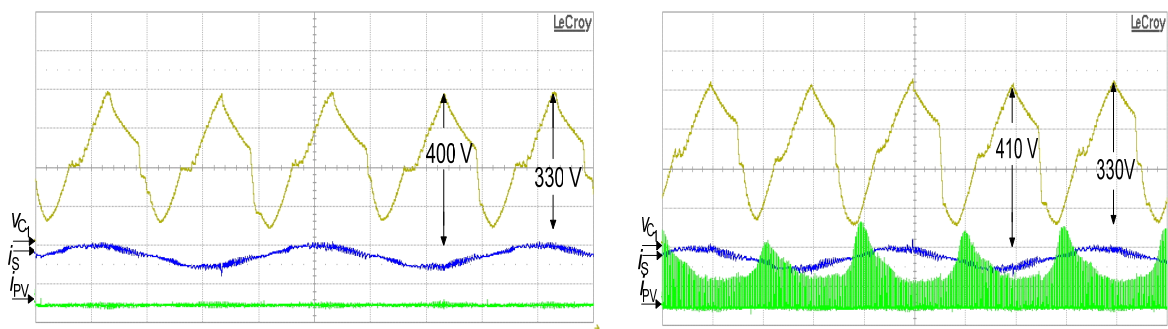
Razlika med minimalnim in temenskim tokom (i_{PV}), ki jo kaže slika 5.7, je merljiva za vsa področja delovanja AV APF-a, vendar je najbolj očitna prav v področju nizkih moči. Med trenutkom, ko nastopa minimalna napetost filtrskega kondenzatorja, in trenutkom ko nastopa temenska vrednost izhodnega toka pretvornika navzgor i_{PV} , je časovni interval (fazni premik) Δt_i . Zaradi omejene stikalne frekvence pretvornika za prilagoditev napetosti filtrskega kondenzatorja in prisotnosti reaktivnih elementov je minimalna napetost filtrskega kondenzatorja časovno (fazno) premaknjena v primerjavi z omrežno napetostjo za interval Δt_v . Na ta način temenski izhodni tok pretvornika navzgor približno sovпада s kompenzacijskim filtrskim tokom (D razred bremena). Pri višjih napetostih filtrskega kondenzatorja razlika v oddani moči enosmernega vira ni vidna na prvi pogled, je pa merljiva. Tako je maksimalna moč, ki jo je enosmerni vir oddal v omrežje, 205 W (pri adaptivni napetosti filtrskega kondenzatorja), pri konstantni napetosti filtrskega kondenzatorja pa je ta

moč znašala okrog 145 W. Hkrati je bilo zabeleženo, da je višja moč izmerjena pri večjem vklopnem razmerju (D), kar se ujema s teoretičnimi ugotovitvami (priloga A).

5.2.4. Kvalitativna primerjava izkoristka za APF in AV APF pretvornika s stališča enosmernega vira

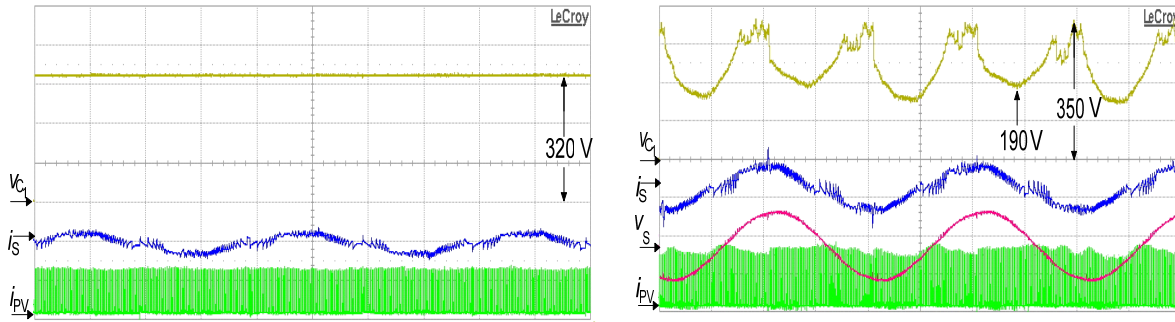
Za primerjavo lastnosti različnih vrst aktivnih močnostnih filtrov so pomembni odprtozančni in zaprtozančni poskusi [130].

V prejšnjem poglavju je bila ugotovljena nizka (1-2%) razlika v izkoristku pri kompenzaciji nelinearnih bremen med APF in AV APF pretvornikom (s stališča omrežja). Tako je v naslednjem poskusu izbran enak referenčni tok za oba pretvornika. Na ta način se bo ovrednotila razlika s stališča enosmernega vira energije. Sodeč po rezultatih s sl. 5.8 priključitev nizke napetosti (majhne moči) na filtrski kondenzator s spremenljivo napetostjo praktično ne vpliva na napetost filtrskega kondenzatorja. Slika 5.21 (levo) kaže razmere, ko je moč enosmernega vira enaka nič, desna slika pa kaže razmere pri moči 150 W.



5.8: Napetost filtrskega kondenzatorja za nično moč iz enosmernega vira (levo) in moč 150 W (desno)

Tako majhna razlika v poteku napetosti pomeni, da lahko pretvornik za prilagoditev napetosti filtrskega kondenzatorja kompenzira vpliv dodatnega toka. Minimalna napetost je bila v tem primeru 60 V, temenska pa 400 V. V primeru konstantne napetosti filtrskega kondenzatorja (sl. 5.9) je bila napetost filtrskega kondenzatorja okrog 320 V. Ta meritev kaže, da je izhodni tok i_{PV} , ki ga sprejme APF v primeru adaptivne napetosti večji kot v primeru konstantne napetosti. Načeloma naj bi bili temenski vrednosti enaki (ali vsaj približno enaki, kot sledi iz ugotovitev, pridobljenih v 4. poglavju).

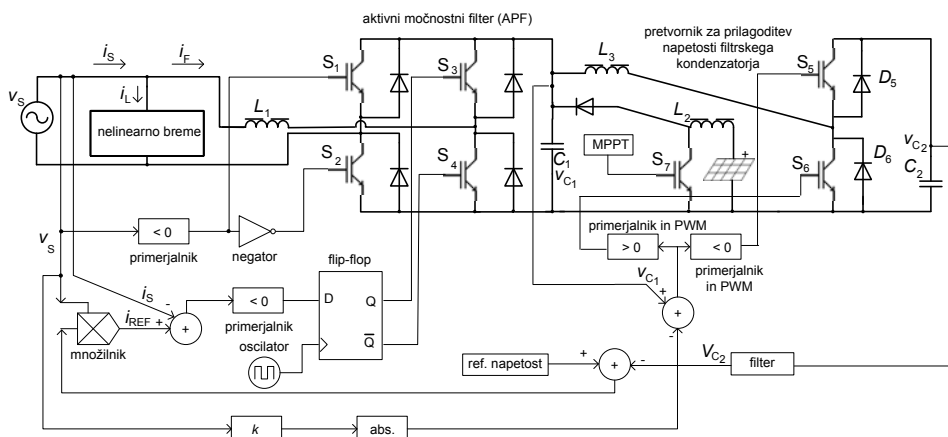


Sl. 5.9: Napetost filtrskega kondenzatorja pri maksimalni moči, ki jo pretvornik navzgor iz enosmernega vira pošlje proti filtrskemu kondenzatorju; $P=145$ W (levo) in pri maksimalni moči, ki jo pretvornik navzgor pošlje proti filtrskemu kondenzatorju z adaptivno napetostjo $P=205$ W (desno)

Meritve dokazujejo, da maksimalna moč v primeru adaptivne napetosti nastopa pri večjem vklopnem razmerju pretvornika navzgor (5.2) kot v primeru konstantne napetosti, čeprav je bil opazovan APF z enakim vsiljenim omrežnim tokom pod enakimi pogoji (omrežje, breme in enosmerni vir so imeli enake vrednosti za oba primera: APF in AV APF). To avtomatično pomeni večji izkoristek pretvornika navzgor (sl. 5.2).

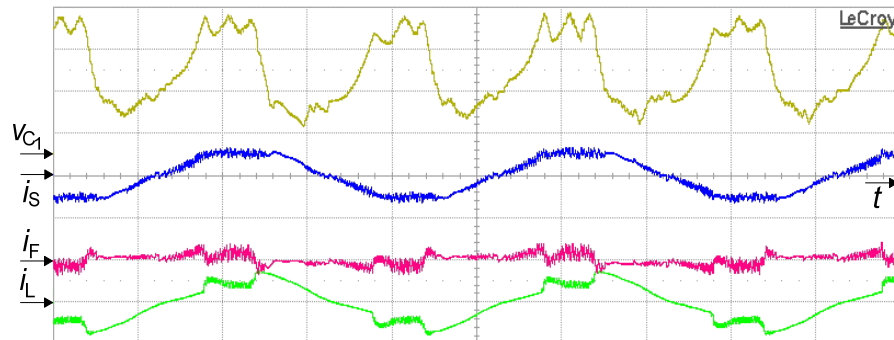
5.2.5. Primerjava izkoristka v širšem pomenu med klasičnim APF-om s konstantno napetostjo filtrskega kondenzatorja in med AV APF-om

V tem odseku bodo opravljene meritve in poskusi na celotnem (zaprtozančnem) sistemu kjer se referenčni tok nastavlja samodejno glede na napetost enosmernega tokokroga, ki je v primeru APF-a tudi napetost filtrskega kondenzatorja. V takem, zaprtozančnem sistemu se bodo pokazale vse pridobitve, ki jih pripelje adaptivna napetost filtrskega kondenzatorja. V obeh primerih je uporabljen enak enosmerni vir, njegovo vklopno razmerje je izbrano tako, da je izhodni tok pretvornika navzgor (sl. 5.28) maksimalen.



Sl. 5.10: Enofazni paralelni AV APF z enosmernim (fotonapetostnim) virom energije, priključenim na filtrski kondenzator C_1

Slika 5.11 kaže časovni potek napetosti filtrskega kondenzatorja, omrežnega toka, filtrskega toka in bremenskega toka kot kombinacijo bremen razredov A in D .

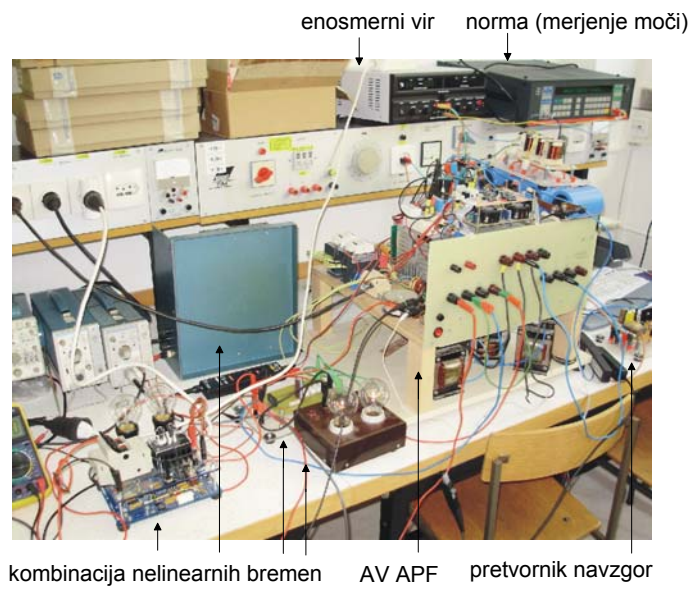


Sl. 5.11: Izmerjeni časovni poteki napetosti filtrskega kondenzatorja (v_{C1}), omrežnega toka (i_S), filtrskega toka (i_F) in bremenskega toka (i_L); (200 V/div, 5 A/div)

Glede na to, da sta izboljšava THD-ja in zvišana možnost razsmerjanja toka fotonapetostnega vira že obravnavani s pripadajočimi časovnimi poteki, so na tem mestu podani samo rezultati. Delovna moč nelinearnega bremena je bila 400 W. Izmerjena vrednost omrežnega toka je v primeru uporabe AV APF pretvornika bila manjša za več kot 10 %, in sicer namesto omrežnega toka 1,42 A (delovna moč iz omrežja $P = 327$ W) pri APF pretvorniku je pri AV APF-u tekkel tok 1,22 A (≈ 14 % manjši tok) (delovna moč iz omrežja $P = 281$ W). Enosmerni vir je pri klasičnem APF pretvorniku oddajal 145 W delovne moči (33 V, 4,4 A) , pri APF z adaptivno napetostjo pa je zmožal oddajati več delovne moči – 178 W (33 V, 5,4 A). Skupni izkoristek klasičnega APF-a je v tem primeru 84,7 %, APF-a z adaptivno napetostjo pa 87,1 %.

Takšna razlika je možna predvsem zato, ker pri AV APF pretvorniku v končno energijsko bilanco prihaja več energije z enosmerne strani (ocena: ≈ 10 %), manj pa zaradi boljšega izkoristka (ocena: 2-3%).

Kot enosmerni vir je bil uporabljen laboratorijski enosmerni generator (sl. 5.12), ki je deloval na zgornji meji svojega delovnega območja (33 V, 5,4 A). Pri tem je oddajal moč, ki približno ustreza enemu modulu sončnih celic (približno 200 W).



Sl. 5.12: Izgled sistema za testiranje različnih topologij in načinov krmiljenja APF in AV APF pretvornikov z dodatnim enosmernim virom in enosmernim pretvornikom, priključenim na filtrski kondenzator

6. Sklep

V disertaciji je predstavljena izboljšava delovanja aktivnega močnostnega filtra s sprotnim prilagajanjem napetosti filtrskega kondenzatorja. Pristop temelji na znižanju stikalne frekvence dodatnega pretvornika, ki skrbi za prilagoditev napetosti. Simulacije različnih topologij so odprle pot praktičnim raziskavam, ki so potrdile prednost predlaganega pristopa, najprej v osnovnem mostičnem pretvorniku, kasneje pa tudi s strani priključitve enosmernih obnovljivih virov energije. Poskusi na laboratorijskem modelu so potrdili, da uporaba adaptivne napetosti učinkuje v smeri zmanjšanja popačenja v omrežju in tudi v smeri zmanjšanja izgub pri uporabi obnovljivih virov energije. Lahko zaključim, da pristop z adaptivno napetostjo filtrskega kondenzatorja omogoča učinkovito uporabo nižjih napetosti obnovljivih virov, kot so sicer možne pri klasičnem aktivnem močnostnem filteru (APF), ki deluje s konstantno napetostjo filtrskega kondenzatorja [53]. Pri tem se doseže manjše popačenje omrežnega toka, obenem pa se izboljša izkoristek v primerjavi z osnovnim APF-om.

7. Prispevki k znanosti

V disertaciji sem predstavil naslednja prispevka k znanosti:

1. Nova topologija paralelnega aktivnega močnostnega filtra s spremenljivo napetostjo filtrskega kondenzatorja in njena primerjava s klasično topologijo

Predlagana nova topologija, ki omogoča spreminjanje in sprotno prilagajanje napetosti filtrskega kondenzatorja, izboljša delovanje enofaznega paralelnega aktivnega močnostnega filtra. Simulacijsko in eksperimentalno je bilo dokazano, da prilagajanje napetosti filtrskega kondenzatorja **znižuje popačenje omrežnega toka** v primerjavi s filtrom, ki deluje pri konstantni napetosti filtrskega kondenzatorja. Če se za prilagajanje napetosti filtrskega kondenzatorja uporablja pretvornik navzgor pri praznjenju filtrskega kondenzatorja in pretvornik navzdol pri njegovem polnjenju, je kljub dodatnim stikalnim elementom v predlagani topologiji zabeleženo **izboljšanje izkoristka** aktivnega močnostnega filtra (91 % namesto 90 %).

2. Analiza uporabe kvaziresonančnega vezja kot vmesnika za priključitev nizkonapetostnih virov energije na omrežje

Teoretično, simulacijsko in eksperimentalno je dokazano, da spremenljiva napetost filtrskega kondenzatorja omogoča **učinkovitejšo priključitev dodatnih enosmernih virov** (npr. sončne celice) na aktivni močnostni filter. Takšna ugotovitev je odprla pot za razvoj nove topologije, ki se uporablja kot vmesnik za priključitev enosmernih virov nižje napetosti (< 100 V) na električno omrežje.

Posledica delovanja aktivnega močnostnega filtra z adaptivno napetostjo filtrskega kondenzatorja so torej manjše izgube in povečani prispevki dodatnih enosmernih virov, vse to pa se kaže v manjši potrebi po energiji iz omrežja in znižanem omrežnem toku.

Izjava

Izjavljam da sem doktorsko disertacijo izdelal samostojno pod mentorstvom doc. dr. Davida Nedeljkovića, univ. dipl. inž. el.

V Ljubljani, 16. marca 2010

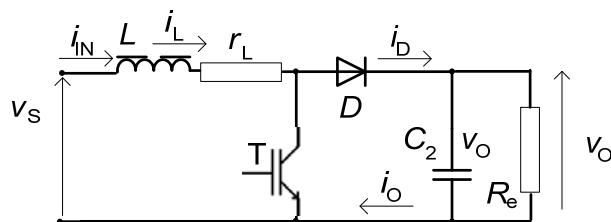
Mag. Saša Sladić, univ. dipl. inž. el.

8. Priloge

Priloga A – Vpliv parazitne upornosti dušilke pretvornika (kontinuirani način delovanja)

Pretvornik navzgor

1. Razmerje med izhodno in vhodno napetostjo



Sl. A.1: Pretvornik navzgor s parazitno upornostjo dušilke

Vhodna moč pretvornika navzgor je (pogojno) enaka izhodni moči in izgubam na parazitni upornosti dušilke:

$$P_{\text{IN}} = P_{\text{O}} + P_{\text{TL}} \quad . \quad (\text{A.1})$$

Vhodno moč lahko definiramo kot produkt vhodne napetosti V_s in vhodnega toka oz. toka skozi dušilko I_L :

$$V_s I_L = V_o I_D + I_L^2 r_L \quad . \quad (\text{A.2})$$

Upornost dušilke je označena z r_L . Tok skozi diodo je enak izhodnemu toku, ko je tranzistor T izklopljen, ko pa tranzistor T prevaja, je tok skozi diodo enak nič. Sledi, da je tok skozi diodo enak:

$$I_D = I_L (1 - D) \quad . \quad (\text{A.3})$$

Substitucija za I_D v (A.2) da:

$$V_s I_L = V_o I_L (1 - D) + I_L^2 r_L \quad . \quad (\text{A.4})$$

Po deljenju s tokom I_L razmerje pridobi naslednjo obliko:

$$V_s = V_o (1 - D) + I_L r_L \quad . \quad (\text{A.5})$$

Tok skozi diodo se lahko izrazi z izhodno napetostjo, pri čemer je koristno zapisati (A.5) kot funkcijo toka I_D , kot sledi:

$$V_s = V_o (1 - D) + \frac{I_D r_L}{(1 - D)} \quad , \quad (\text{A.6})$$

in

$$V_S = V_O(1-D) + \frac{V_O r_L}{(1-D)R_e}, \quad (\text{A.7})$$

kjer je R_e ekvivalentna izhodna upornost. Izrazimo lahko izhodno napetost V_O :

$$V_O = \frac{V_S}{1-D} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r_L}{R_e \cdot (1-D)^2}} \quad (\text{A.8})$$

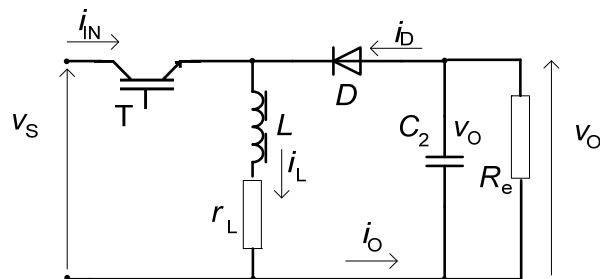
2. Izkoristek se lahko izrazi, kot sledi:

$$\eta = \frac{P_O}{P_O + P_{\text{loss}}} = \frac{V_O^2 / R_e}{V_O^2 / R_e + I_L^2 \cdot r_L}. \quad (\text{A.9})$$

Z zamenjavo toka I_L se dobi:

$$\eta = \frac{P_O}{P_O + P_{\text{loss}}} = \frac{V_O^2 / R_e}{V_O^2 / R_e + I_L^2 \cdot r_L} = \frac{V_O^2 / R_e}{V_O^2 / R_e + \left[\frac{V_O}{R_e \cdot (1-D)} \right]^2 \cdot r_L} = \frac{1}{1 + \frac{r_L}{R_e \cdot (1-D)^2}}. \quad (\text{A.10})$$

Pretvornik navzdol-navzgor



Sl. A.2: Pretvornik navzdol-navzgor s parazitno upornostjo dušilke

1. Razmerje med izhodno in vhodno napetostjo

Vhodna moč pretvornika navzdol-navzgor je (ob zanemaritvi izgub v polprevodniških stikalih) enaka vsoti izhodne moči in disipacije v parazitni upornosti dušilke:

$$P_{\text{IN}} = P_O + P_{\text{TL}} \quad (\text{A.11})$$

ali kot:

$$V_S I_L = V_O I_D + I_L^2 r_L. \quad (\text{A.12})$$

Parazitna upornost dušilke je označena z r_L . Tok skozi diodo je enak toku skozi dušilko, ko je tranzistor izklopljen. Ko je tranzistor vklopljen, je ta tok enak nič:

$$I_D = I_L(1-D) \quad . \quad (A.13)$$

Vhodna moč je enaka:

$$P_{IN} = I_L^2 r_L + I_D V_O \quad . \quad (A.14)$$

Sledi

$$I_L D V_S = I_L^2 r_L + I_L(1-D)V_O \quad / \div I_L \quad (A.15)$$

Po deljenju s tokom dušilke dobimo:

$$V_O = \frac{V_S D - I_L r_L}{(1-D)} \quad , \quad (A.16)$$

$$I_L = \frac{I_D}{1-D} = \frac{V_O}{R_e(1-D)} \quad , \quad (A.17)$$

$$V_O = \frac{V_S D - \frac{V_O \cdot r_L}{R_e(1-D)}}{(1-D)} \quad , \quad (A.18)$$

$$V_O(1-D) = V_S D - \frac{V_O \cdot r_L}{R_e(1-D)} \quad , \quad (A.19)$$

$$V_O \cdot (1-D) + \frac{V_O \cdot r_L}{R_e(1-D)} = V_S D \quad , \quad (A.20)$$

$$V_O \left((1-D) + \frac{r_L}{R_e(1-D)} \right) = V_S D \quad (A.21)$$

in končno:

$$V_O = V_S \frac{D}{1-D} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r_L}{R_e} \cdot \frac{1}{(1-D)^2}} \quad . \quad (A.22)$$

kar je analogno izrazu (A.8).

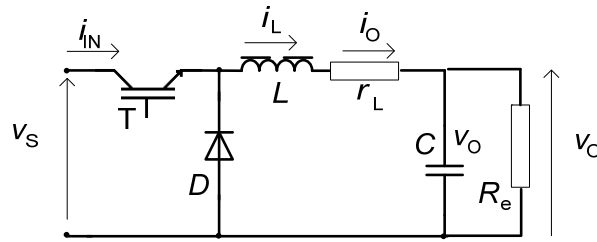
2. Izkoristek

Izkoristek se lahko izračuna, kot sledi:

$$\eta = \frac{P_O}{P_O + P_{\text{loss}}} = \frac{V_O^2 / R_e}{V_O^2 / R_e + I_L^2 \cdot r_L} = \frac{V_O^2 / R_e}{V_O^2 / R_e + \left[\frac{V_O}{R_e \cdot (1-D)} \right]^2 \cdot r_L} = \frac{1}{1 + \frac{r_L}{R_e \cdot (1-D)^2}} \quad . \quad (A.23)$$

Tudi tukaj se opazi analogija s pretvornikom navzgor.

Pretvornik navzdol



Sl. A.3: Pretvornik navzdol s parazitno upornostjo dušilke

1. Razmerje med vhodno in izhodno napetostjo

Vhodna moč je (ob zanemaritvi drugih izgub) enaka vsoti izhodne moči in toplotne disipacije na parazitni upornosti dušilke:

$$P_{IN} = P_O + P_{r_L} \quad . \quad (A.24)$$

Lahko se zapiše na različne načine:

$$I_{IN} \cdot V_S = I_O^2 r_L + V_O I_O, \quad (A.25)$$

$$I_O \cdot D \cdot V_S = I_O^2 r_L + V_O I_O \quad . \quad (A.26)$$

Po deljenjem z izhodnim tokom sledi:

$$D \cdot V_S = I_O r_L + V_O, \quad (A.27)$$

$$V_O = D V_S - I_O r_L, \quad (A.28)$$

$$V_O \left(1 + \frac{r_L}{R_e} \right) = D V_S, \quad (A.29)$$

$$V_O = V_S \cdot D \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{r_L}{R_e} \right)} \quad . \quad (A.30)$$

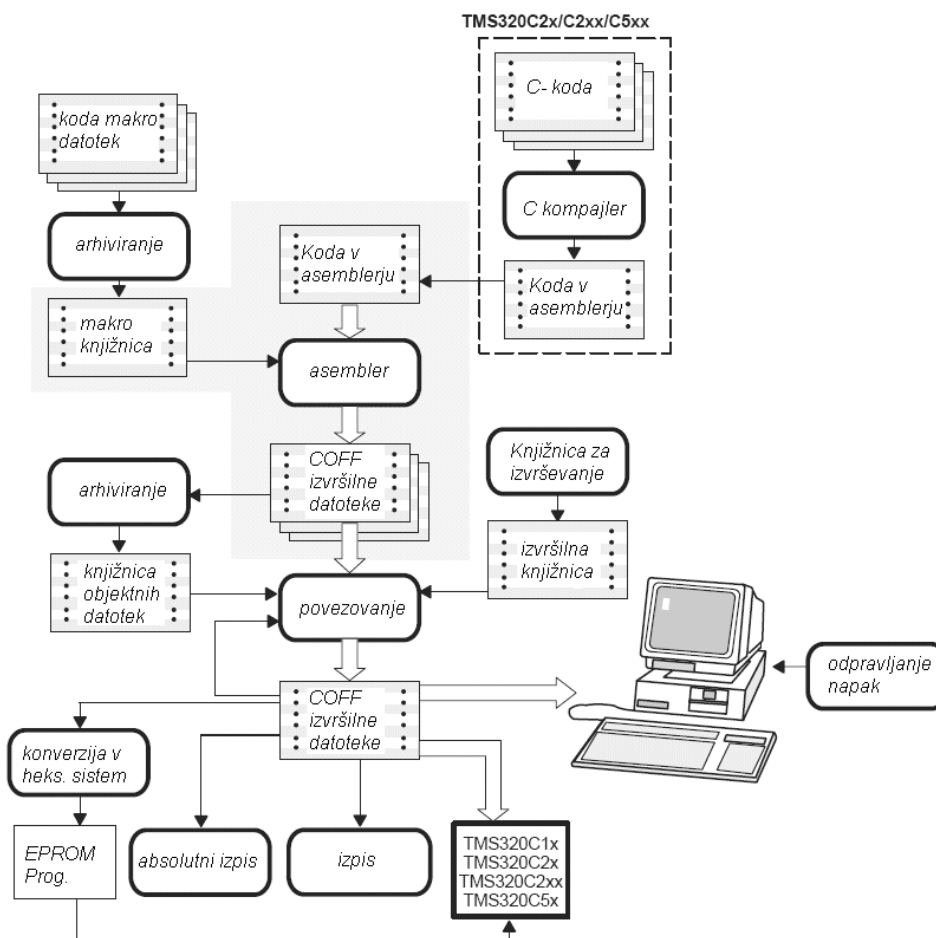
2. Izkoristek

Izkoristek se lahko izračuna po naslednji enačbi:

$$\eta = \frac{P_O}{P_O + P_{\text{loss}}} = \frac{V_O^2 / R_e}{V_O^2 / R_e + I_L^2 \cdot r_L} = \frac{V_O^2 / R_e}{V_O^2 / R_e + \left[\frac{V_O}{R_e} \right]^2 \cdot r_L} = \frac{1}{1 + \frac{r_L}{R_e}} \quad . \quad (A.31)$$

Glede na to, da je tok skozi dušilko enak izhodnemu toku, ter da se lahko izrazi kot funkcija izhodne napetosti, se izkoristek pri pretvorniku navzdol lahko zapiše kot funkcija razmerja dveh upornosti.

Priloga B – Načini programiranja in opis sistema



Sl. B.1: Programiranje mikroprocesorskega sistema z mikroprocesorjem TMS320C2007

Slika B.1 prikazuje mikroprocesorski sistem in kako se programsko pristopa k temu sistemu. Za več informacij o zgradbi sistema je na voljo literatura [91]. Na tem mestu je podana samo primerjava dveh različnih razvojnih orodij na dveh različnih mikroprocesorskih sistemih iz iste družine mikroprocesorjev (priloga C).

Uporabljeni elementi pri gradnji APF-a oz. AV APF-a:

Uporabljeni so tranzistorji proizvajalca Semikron: **SKM 50 GB 123**

Kapacitivnost filtrskega kondenzatorja pri AV APF-u (C_1) je lahko med $8 \mu\text{F}$ in $20 \mu\text{F}$ ($10 \mu\text{F}$).

Vrednosti upornosti in induktivnosti pretvornika navzgor $R_L = 5 \Omega$ (lahko tudi več), $L = 3 \text{ mH}$.

Vrednost upornosti in induktivnosti filtrske dušilke $L_1 = 8 \text{ mH}$ (lahko tudi do 20 mH), $R = 3 \Omega$.

Uporabljene so bile tri dušilke skupne induktivnosti $L_1 = 8 \text{ mH}$. Dušilke so imele približno enako induktivnost.

Priloga C – Objava v Engineering Review

UDK 681.51:62-52:004.416:621.372.5

USPOREDBA MIKROPROCESORSKIH ALATA U MEHATRONIČKIM RJEŠENJIMA NA PRIMJERU AKTIVNOGA UČINSKOG FILTRA

COMPARISON OF MICROPROCESSOR TOOLS FOR MECHATRONIC SOLUTIONS ON ACTIVE POWER FILTER EXAMPLE

Saša SLADIĆ – Dubravko FRANKOVIĆ – Ivan MUŽIĆ

Sažetak: Posljednjih godina pojavljuju se mehatronička rješenja podjednako u znanstvenim člancima i gotovim proizvodima. Inženjeri elektrotehnike i strojarstva u potrazi za optimalnim rješenjima pokušavaju optimirati strojeve s unutarnjim izgaranjem, hibridne strojeve, te se također na drugačiji način pristupa problemu kompenzacije vibracija i njegovom elektrotehničkom ekvivalentu kompenzaciji faktora snage. U ovom članku opisan je problem kompenzacije faktora snage koji je riješen algoritmom kliznog upravljanja na različitim mikroprocesorskim sustavima. Oba su mikroprocesorska sustava izgrađena na podlozi mikroprocesora iz iste skupine, proizvođača Texas Instruments (TMS320LF24xx). U prvom je slučaju riječ o sustavu s razvijenim korisničkim sučeljem (Matlab/Simulink) dok je u drugom slučaju upotrijebljeno sučelje namijenjeno programiranju u assembleru ili C-u. Oba su rješenja uspoređena te su analizirane njihove prednosti i nedostaci.

Ključne riječi:

- mehatronika
- mikroprocesorski sustavi
- klizni način rada
- aktivni učinski filter
- TMS320LF240x

Summary: In recent years, many new mechatronic projects have been appearing both in scientific papers and on the market. Electrical and mechanical engineers are searching for an optimal solution for different mechatronic problems including the optimization of combustion engines, hybrid vehicles, compensation of vibration or its electrical counterpart, power factor correction. In this article, the problem of active power factor compensation is solved with two different microprocessor platforms: both are based on the same family of Texas Instruments microprocessors (TMS320LF24xx). The first one is upgraded with the user friendly Matlab/Simulink interface, and the second with TI Code Composer, low language (assembler, C) interface. In this paper, the advantages and disadvantages of both of these solutions are analyzed in terms of the active power filter (APF) example.

Key words:

- mechatronics
- microprocessor systems
- sliding-mode control
- active power filter
- TMS320LF240

1. UVOD

Programiranje mikroprocesorskih sustava uporabom jezika niske razine koristi se za vrlo zahtjevne primjene kao što je vektorsko upravljanje asinkronih strojeva. U takvim je slučajevima potrebno transformirati osi stroja u realnom vremenu. Raćunalni jezici (ili toćnije sućelja) više razine kao što je primjerice Matlab/Simulink ili slična sućelja koja se koriste za programiranje mikroprocesorskih sustava u programabilnim logićkim kontrolerima (PLC-ima) znatno su jednostavniji za upotrebu, ali ogranićavaju frekvenciju do koje ih je moguće koristiti.

1. INTRODUCTION

Low-level language tools for microprocessor programming have been used for very demanding applications as the vector control of induction machines where axes transformation of the machine must be done in real time. High language tools such as the Simulink compiler for microprocessor systems or similar user-friendly platforms which have been used in programmable logic controllers (PLCs) are much easier to handle, but radically limit speed of the microprocessor system and therefore limit usage to slower applications.

To ih čini idealnima za automatizaciju industrijskih (proizvodnih) pogona, programiranje liftova u zgradama i slično. Aktivna kompenzacija vibracija i njezin elektrotehnički ekvivalent – aktivna kompenzacija faktora snage mogu se klasificirati kao srednje do visoko zahtjevne aplikacije. U njihovu slučaju potrebno je koristiti frekvenciju od barem 10 kHz [1], [2], a najbolji rezultati postižu se na višim frekvencijama od 15 kHz do 25 kHz (kompromis između izobličenja signala i djelotvornosti).

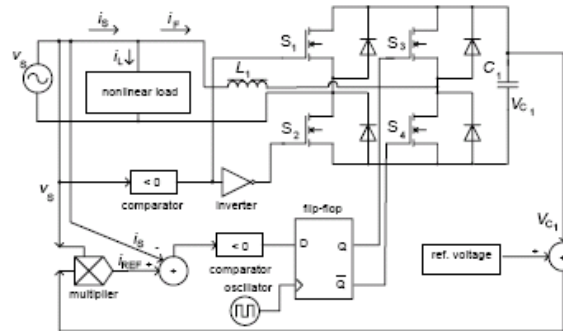
This makes them ideal for demanding applications such as the automation of industrial production, solving elevator logic in large buildings, etc. Vibration compensation and its electrical counterpart – active power filtering – can be classified as middle or middle to high demanding applications. It demands at least 10 kHz [1], [2] switching frequency but the best results (a compromise between distortion and efficiency) are achieved at higher frequencies of between 15 kHz and 25 kHz.

2. JEDNOFAZNI AKTIVNI UČINSKI FILTERAR

2. SINGLE PHASE ACTIVE POWER FILTER

Jednofazni aktivni učinski filter (APF) sastoji se od prigušnice, kondenzatora i sklopki [1], [2]. Moguće ga je upravljati programabilnom logikom ili mikroprocesorskim sustavom. Slika 1 prikazuje klasični jednofazni moćni aktivni učinski filter.

The single phase active power filter (APF) consists of an inductor, capacitor and four switches [1], [2]. It can be controlled by a logic circuit or a microprocessor system. Figure 1 shows a standard H-bridge single phase active power filter.



Slika 1: Aktivni učinski filter u kliznom načinu rada [1], [2], [10]
 Figure 1: Active power filter with sliding mode control algorithm [1], [2], [10]

Pojedine sklopke filtra označene su oznakom S i indeksima od 1 do 4. U ovisnosti o tome u kojem smjeru teče struja (vodi li struju dioda ili tranzistor unutar sklopke) kondenzator C₁ se puni ili prazni. To znači da pretvarač može slati energiju dvosmjerno što je preduvjet za kompenzaciju faktora snage. Sklopke S₁ i S₂ sklapaju na mrežnoj frekvenciji (50 Hz) a sklopke S₃ i S₄ na frekvenciji sklapanja (10 - 25 kHz) [5], [6], [7], [8].

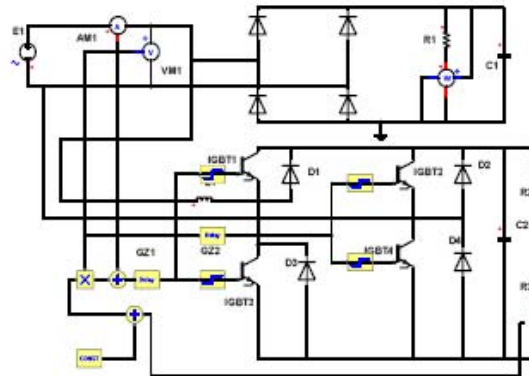
Diodes of each switch noted with S₁...S₄ enable the charging of the capacitor C₁ and anti - parallel transistors enable C₁ discharging. That means that this converter is capable of bidirectional energy flow in order to compensate nonlinear load current and to invert energy stored in the capacitor C₁. Switches S₁ and S₂ switch on network frequency (50 Hz) and switches S₃ and S₄ on switching frequency (10 - 25 kHz) [5], [6], [7], [8].

2. REZULTATI SIMULACIJE

2. SIMULATION RESULTS

Simulacija aktivnoga učinskog filtra može biti izvedena pomoću različitih simulacijskih alata uključujući Matlab/Simulink, Simplorer ili kombinaciju spomenutih programa. Ovdje je odabran program Simplorer zbog svoje jednostavnosti i transparentnosti (Slika 2).

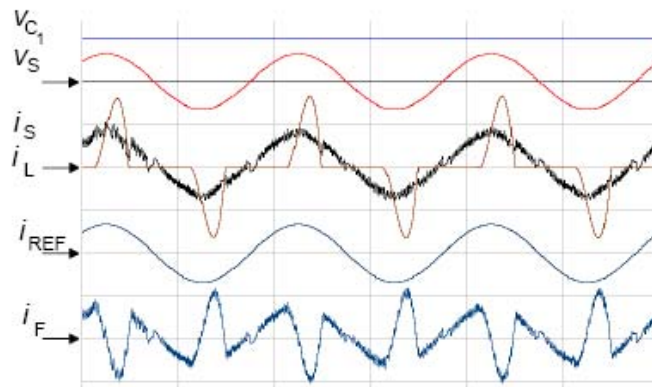
Simulation of an active power filter can be done in different simulation programs including Matlab/Simulink, Simplorer or a combination of these two programs. Here, a simulation in Simplorer was chosen because of its simplicity (Fig. 2).



Slika 2: Simulacijska shema aktivnoga učinskog filtra i njegovih komponenti– Simplorer
 Figure 2: Simulation of active power filter and its components – Simplorer

Slika 3 prikazuje odnose stacionarnih struja i napona u aktivnom učinskom filtru tijekom ustaljenog stanja. Može se uočiti da je struja i_s izvora bliska sinusnoj unatoč činjenici da je struja trošila i_L izrazito impulsnoga karaktera.

In Figure 3, the simulated results for the active power filter during stationary operating conditions are shown. It can be noted that the source current is close to the sinus function in spite of the impulsive nature of the load current.



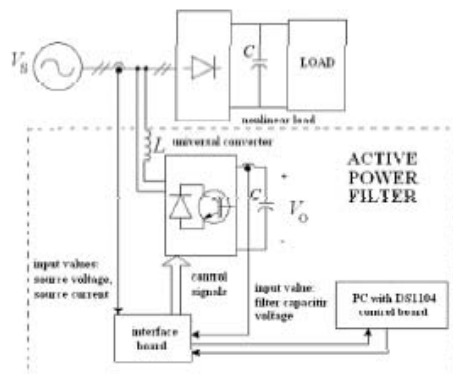
Slika 3: Valni oblici APF-a: napon filtersega kondenzatora (v_{C1}), napon izvora/napajanja (v_S), struja trošila (i_L), referentna struja (i_{REF}), struja filtra (i_F), $k_i = 12,5$ A/div $k_v = 500$ V/div $k_t = 10$ ms/div
 Figure 3: Waveforms in APF: filter capacitor voltage (v_{C1}), supply voltage (v_S), load current (i_L), supply current (i_S), reference supply current (i_{REF}), filter current (i_F), $k_i = 12,5$ A/div $k_v = 500$ V/div $k_t = 10$ ms/div

3. REZULTATI DOBIVENI NA SUSTAVU S TMS320LF240 I d-SPACEOM (SIMULINK)

Na slici 4 dana je blok-shema mikroprocesorskog sustava izgrađenog oko TMS320LF240. Sustav se sastoji od računala s mikroprocesorskom karticom DS1104 koji su povezani sa sklopovljem učinskog dijela pretvarača pomoću komunikacijske pločice.

3. RESULTS OBTAINED WITH TMS320LF240 AND d-SPACE (SIMULINK)

Figure 4 shows a microprocessor system built upon TMS320LF240. It consists of a PC with the microprocessor system DS1104. It is connected with the interface board which collects input signals for the microprocessor system and generates control signals for the power converter.



Slika 4: Jednofazni aktivni učinski filter s nelinearnim trošilom
 Figure 4: Single phase active power filter with nonlinear load

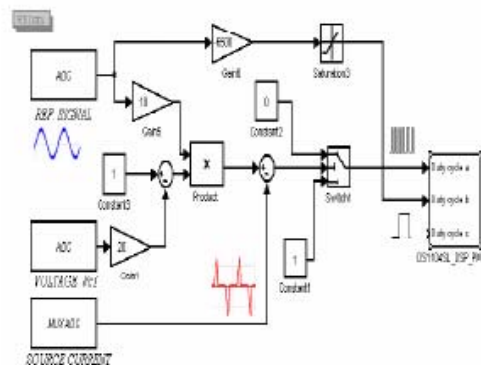
Prednost je ovoga sustava jednostavno korisničko sučelje koje omogućava dijagnostiku i promatranje signala unutar samoga procesa. To uvelike olakšava programiranje i optimizaciju algoritma. Slični sustavi obično imaju ograničenja u tom pogledu, a signali se mjere osciloskopom. Nadalje, prednost je ovoga sustava jednostavno skaliranje signala. Slika 5 prikazuje korisničko sučelje sustava d-SPACE [1].



Slika 5: Mikroprocesorski sustav ACE 1104 i njegovo sučelje dSPACE
 Figure 5: Microprocessor system ACE 1104 by d-SPACE and its user-friendly interface

Usporedba upravljačkog algoritma koji se može vidjeti na slikama 1 ili 2 sa slikom 6 može se zaključiti da blok-shema prenesena u Matlab/Simulink predstavlja algoritam u realnom vremenu. Na lijevoj strani mogu se vidjeti signali dobiveni mjerenjem koji se skaliraju i uspoređuju. Signali na sklopnoj frekvenciji dobivaju se usporedbom stvarne i referentne struje, a ostali izravno iz mrežnog napona. Na desnoj se strani posljedično dobiju dva signala na temelju kojih se generiraju još dodatna dva za sva četiri tranzistora APF-a.

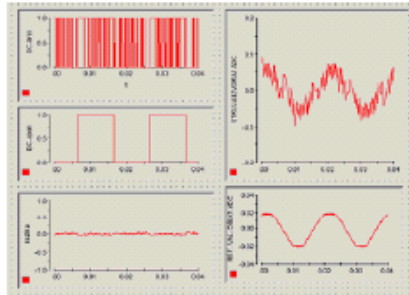
The advantage of this system is its user-friendly interface. It allows system diagnostics from within the process, which simplifies algorithm design and optimisation. Other similar systems have a limitation in the sense of showing numerous system/process variables. In this case, the scaling of signals is simple because each signal can be seen on the screen and then scaled, if necessary. Figure 5 shows the user interface [1].



Slika 6: Algoritam aktivnog učinskog filtera u programu Matlab/Simulink
 Figure 6: Active power filter control algorithm in Matlab/Simulink

In comparison with the simulating scheme in Figure 2, the APF sliding mode is shown in Figure 6. The input signals are shown on the left side. The signals are obtained through measurement and are scaled. One transistor pair is switched on source frequency and it is generated by source voltage. The others, the fast switching transistors, are obtained by comparing reference current and actual source current. The two of them are then compared in order to achieve all four transistor signals.

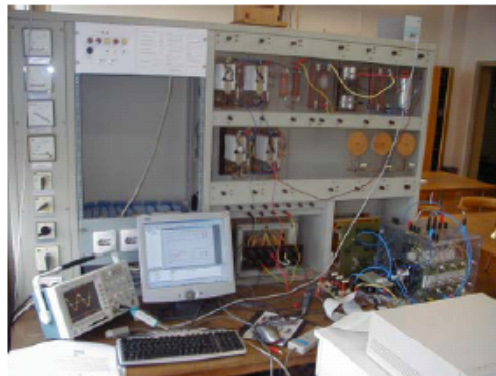
Svi spomenuti signali mogu se promatrati u okviru korisničkog sučelja d-SPACE kao što je i prikazano na slici 7. Sklopna frekvencija sklopa bira se po volji od 2 kHz do 7 kHz. Ako je odabrana frekvencija viša, može se primijetiti da više ne odgovara stvarnoj frekvenciji sklopanja u sklopu.



Slika 7: Upravljački signali tranzistora na sklopnoj frekvenciji (gore- lijevo), upravljački signali tranzistora koji sklapaju na mrežnoj frekvenciji (lijevo u sredini), signal pogreške među dvjema strujama lijevo-dolje), struja izvora (desno na vrhu) i referentna struja APF-a (lijevo na dnu)

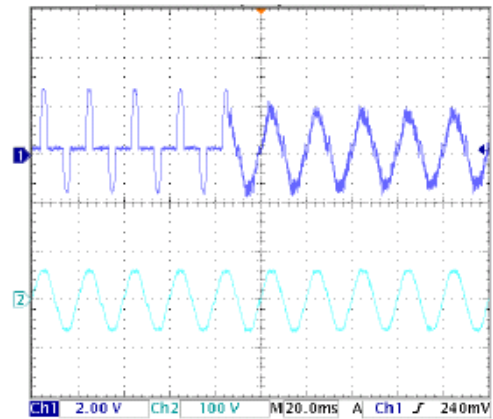
Figure 7: APF Switching transistor waveforms (left-top), supply frequency transistors that switch to network frequency (left – middle), error of the two compared currents (lower – left), source current (right – top) and APF current reference (left – bottom) at 7 kHz switching frequency

Signali se mogu promatrati na osciloskopu gdje je broj kanala ograničen na 2 (slika 8) što ograničava uvid u to što se događa u sustavu. Može se reći da je to glavna prednost razvijenoga korisničkog sučelja. Slika 9 prikazuje cjelokupan mikroprocesorski sustav s pripadajućim sučeljem i pretvaračem.



Slika 9: Mikroprocesorski sustav s procesorom TMS320LF240 i sučeljem u Matlab/Simulinku, FER, Zagreb, Hrvatska
 Figure 9: Microprocessor system with TMS320LF240 core with Matlab/Simulink as the programming interface, FER Zagreb, Croatia

All of these signals can be observed by advanced d-SPACE interface as shown in Fig. 7. Sliding mode or switching frequency can be adjusted between 2 kHz and 7 kHz. If the frequency is higher, the system obviously becomes too slow and cannot operate properly because it no longer applies to the actual switching frequency in the switch.



Slika 8: Izmjereni signali APF-a: struja izvora (1), referentna struja (skalirani napon napajanja)(2), $V_s = 45 \text{ V}$, $R = 50 \Omega$, $C = 10 \mu\text{F}$

Figure 8: Measured APF waveforms: source current (1), referent current (source voltage) (2); $V_s = 45 \text{ V}$, $R = 50 \Omega$, $C = 10 \mu\text{F}$

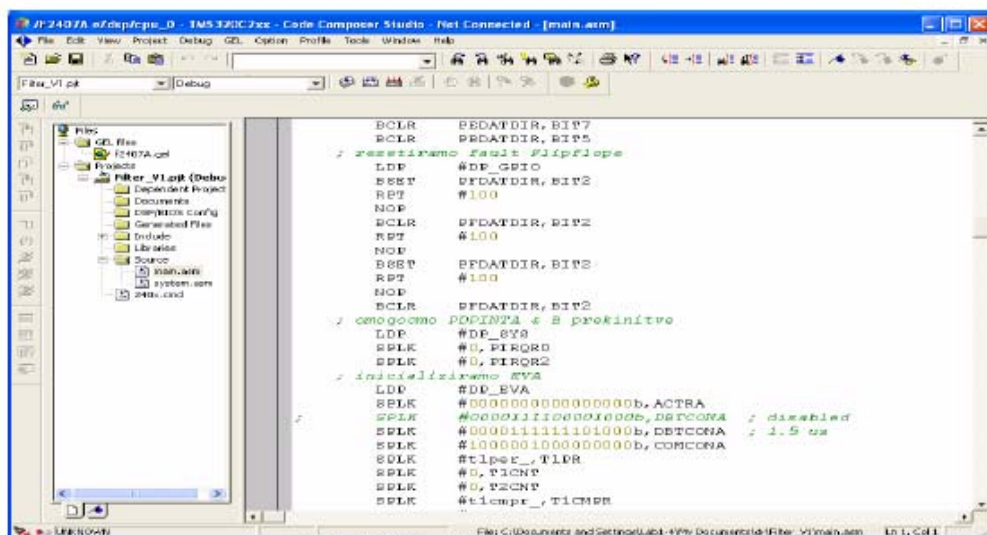
The signals can be also observed on oscilloscope. It is interesting to note that Fig. 7 presents five signals. On the other hand, the oscilloscope has only two channels (Fig. 8), which clearly shows the advantage of this microprocessor system and its user-friendly interface. Figure 9 shows the complete APF and design equipment.

3. REZULTATI DOBIVENI NA SUSTAVU BAZIRANOM NA TMS320LF2407 S KORISNIČKIM SUČELJEM CODE COMPOSER (ASSEMBLER)

Programiranje na sustavu koji je sagrađen na bazi mikroprocesora TMS320LF2407 korištenjem korisničkoga sučelja *Code Composer (Texas Instruments)* ima više nedostataka u usporedbi s prethodnim sustavom. Ne postoji nikakav dodatak (monitor niti prozor) koji omogućava promatranje događaja unutar procesa (algoritma) na način na koji to omogućava osciloskop. Skaliranje signala na taj način postaje upitno, posebno ako je razina šuma u sustavu visoka. U prethodnom slučaju (d-SPACE) korišten je pretvarač tvrtke Semikron, a u drugom vlastiti prototip tako da su bili prisutni problemi s optimiranjem sklopa (npr. šum).

3. RESULTS OBTAINED WITH TMS320LF2407 AND CODE COMPOSER (ASSEMBLER)

The active power filter design with TMS320LF2407 and *Code Composer (Texas Instruments)* platform has few disadvantages compared to the aforementioned system (the d-SPACE solution). Fixed point algebra in the assembler programming language demands advanced programming skills. There is no addition (monitor or window) for observing the inner happenings of the process (algorithm) in such a way that it would enable the use of the oscilloscope. Scaling signals in such a way becomes uncertain, especially if there exists a high noise level in the system. In the first example (d-SPACE), the Semicon product was used and in the second example a home-built prototype was used, so that hardware problems regarding switch optimization became apparent (e.g. noise level). Fig. 10 shows the *Code Composer* assembly language programming interface.



Slika 10: Korisničko sučelje *Code Composer*
Figure 10: Code Composer programming interface

Programiranje u jeziku asembler predstavlja izazov već na razini samog definiranja sustava (ulazi mogu biti korišteni kao izlazi i obrnuto, tako da je sve potrebno definirati) što se zove inicijalizacija i konačno programiranje algoritma. U cilju uvida u razliku između jednoga i drugog sučelja (programa) u nastavku je dan manji dio programa u assembleru i to onaj koji se odnosi na uključivanje tranzistora i definiciju PWM-a (inicijalizacija PWM-a).

Assembly language programming presents a challenge on the very level of defining the system (inputs can be used as outputs and vice versa, so each channel has to be defined) and this is termed as system initialization and finally programming of the algorithm. In the aim of insight into the difference between one program and another, it follows that only a part of the assembly language code has been given. The presented code refers to transistor switching and PWM definition (PWM registers – CMPR, EVA initialization).

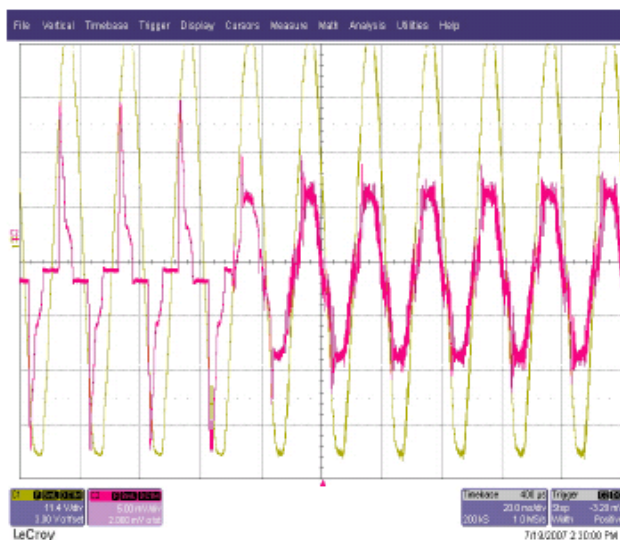
```

LDP #DP_Bla; odabir dijela memorije u kojem se nalazi akumulator
; selecting data page for activating accumulator
LACC ul ; pohranjivanje uzorčenog ulaznog signala u akumulator
; storing source voltage sampled signal in accumulator
BCND S1,LT ; sklopanje tranzistora koji sklapa na frekvenciji 50 Hz
; logika sporog tranzistora
; ukoliko je sadržaj akumulatora po vrijednosti manji od nule
; onda skoči na dio programa označen s S1
; 50 Hz switching transistor logic or slow transistor comparator
; if data in accumulator is less than zero then jump to S1
BCND S3,GT ; sklopanje tranzistora koji sklapa na frekvenciji 20 kHz
; logika brzog tranzistora
; ukoliko je sadržaj akumulatora po vrijednosti veći od nule
; onda skoči na dio programa označen s S3
; 20 kHz switching transistor logic or fast transistor comparator
; if data in accumulator is greater than zero then jump to S3
S1 LDP #DP_EVA
; selektiranje dijela memorije u kojoj se nalazi registar za
; kompariranje signala i generiranje PWM-a
; selecting data page where compare register CMPR2 can be found in
; order to define transistor pulse width -> PWM
SPLK #2000h,CMPR2;
; definiranje faktora vođenja unutar perida koji je ranije definiran
; u inicijalizacijskom dijelu programa / za ostvarivanje kliznog
; načina rada moguće je odabrati faktor opterećenja 1 jer se petlja
; izvršava 20 000 puta u sekundi, a moguće je odabrati i manji ili
; promjenljiv faktor opterećenja
B S4
; bezuvjetni skok na S4 da nebi „pregazili“ vrijednost u CMPR2
; unconditional jump to S4 to avoid redefinition of register CMPR2
S3 LDP #DP_EVA
; aktiviranje pripadajućeg dijela memorije ili čipa -> PWM izlaz A
; selecting data page for PWM register in event manager A
SPLK #000h,CMPR2;
; stanje PWM registra CMPR2 se postavlja na nulu tako da je
; promatrani tranzistor za postavljeni uvijet sigurno isključen;
; njegov komplementarni tranzistor je time postavljen u stanje
; logične jedinice.
S4 NOP ; naredba koja ništa ne napravi / „empty“ instruction
LDP #DP_Bla
; selektiranje dijela memorije u kojem se nalazi akumulator
; accumulator data page selection
LACC ul
; pohranjivanje uzorčenog ulaznog signala u akumulator
; loading of sampled source voltage in accumulator
; SFR ; input voltage scaling / skaliranje ulaznog napona
; SFR ; for obtaining reference current / za dobivanje referentne struje
MPY #0002h
SUB ib1 ;skaliranje izmjerene struje izvora / source current scaling
; ADD #30h ; reduciranje ofseta koji se pojavi na postojećoj opremi
; reducing of offset
BCND P1,LT; sklopni tranzistor, fast transistor comparator
BCND P3,GT; sklopni tranzistor, fast transistor comparator
P1 LDP #DP_EVA
SPLK #1300,CMPR1 ;1300 1200-1300 zaštita od KS, short circuit protection
B P4
P3 LDP #DP_EVA
SPLK #300,CMPR1; 250 300
P4 NOP
SPLK #000000001100110b,ACTRA ; definicija PWM moda / PWM mode definition

```

Ovaj pristup predstavlja teži način za postizanje rezultata bliskih onima postignutima sa sustavom iz prvog slučaja (*THD* je sada oko 10% umjesto prijašnjih 15% filtrirajući signal s *THD*-om između 70 i 80%). U ovom slučaju brzina mikroprocesora nije više ograničavajući faktor u brzini sklapanja tranzistora, već kompromis između performansi sklopa i gubitaka na sklopkama. Odabrana je frekvencija sklapanja 25 kHz [9], [10], [11]. Slika 11 predstavlja iste signale na sustavu TMS320LF2407 kao i slika 8 za signale na TMS320LF240 (u prethodnom slučaju).

This option represents a more difficult way of achieving results comparable to those of the first example (*THD* is now approximately 10% instead of the previous 15% filtering signal, with the *THD* between 70% and 80%). The main benefit is a higher switching frequency. In this case, processing speed is no longer a limiting factor for transistor switching speed. In this example, 25 kHz switching frequency was chosen as a compromise between harmonic distortion of source current and transistor (APF) losses [9], [10], [11]. Fig. 11 shows APF response designed in the Code Composer Studio.

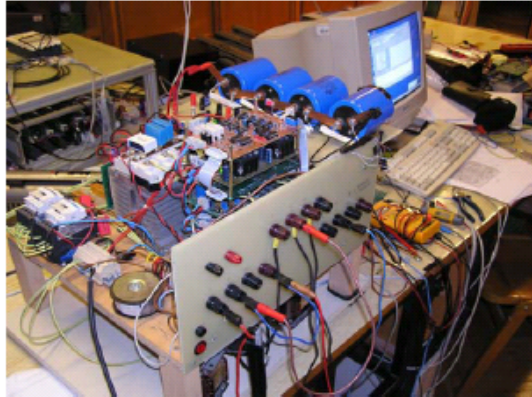


Slika 11: Valni oblik napona napajanja sa strujnim signalom u svojem središtu (ekvivalent slike 8), $k_i = 2 \text{ A/div}$, $k_v = 11,4 \text{ V/div}$, $k_t = 20 \text{ ms/div}$

Figure 11: Waveform of source voltage intersected by source current before and after APF connection (figure 8 equivalent), $k_i = 2 \text{ A/div}$, $k_v = 11,4 \text{ V/div}$, $k_t = 20 \text{ ms/div}$

Inicijalizacija procesora, koja predstavlja veći dio programa nije priložena zbog ograničenoga prostora, ali se već i iz priloženog može vidjeti da je za programiranje potrebno detaljno poznavanje cjelokupnog sustava uključujući sučelje, arhitekturu mikroprocesora i sam pretvarač. Posljedično ovaj sustav omogućuje veću fleksibilnost kod programiranja i veću brzinu izvođenja operacija. Jednim dijelom to je posljedica bržeg mikroprocesora (TMS240LF2407 obavlja jednu instrukciju za 33 ns, a TMS240LF240 za 50 ns [3], [4]) ali i optimizacije samoga programa.

limitation, although just from listed part of program it can be noted that the assembly programming language demands more programming skills, including knowledge of the hardware, microprocessor architecture and the filter itself. As a result, this system offers greater programming flexibility and enables higher switching frequencies of the APF and better performance of the circuit. This is partially a consequence of the faster processor speed, but it is also due to code optimization (the TMS240LF2407 instruction cycle is 33 ns, whereas the TMS240LF240 instruction cycle is 50 ns [3], [4]). Initialization of the processor, which represents a larger part of the program, is not given due to space



Slika 12: Mikroprocesorski sustav s TMS320LF2407 i sućeljem *Code Composer Studio* (Texas Instruments), FE Ljubljana, Slovenija

Figure 12: Microprocessor system with TMS320LF2407 core and Texas Instruments user interface – *Code Composer Studio* (Texas Instruments), FE Ljubljana, Slovenia

4. ZAKLJUČAK

Aktivni učinski pretvarač ostvaren je na dvama različitim mikroprocesorskim sustavima koji su dio iste skupine mikroprocesora (TMS320LF240...). Minorne razlike među tim mikroprocesorima ne opravdavaju nekoliko puta brže računanje u slučaju TMS320LF2407 već to treba pripisati korisničkom sućelju i samom programu. Visokosofisticirano sućelje proizvođača dSPACE ograničava brzinu algoritma na manje od 10 kHz, što kod sustava sa sućeljem *Code Composer* nije slučaj (sklopna frekvencija 25 kHz i više). U tom je slučaju frekvencija sklapanja ograničena gubicima u tranzistorskim sklopkama. Prema mišljenju autora sofisticirana korisnička sućelja imaju prednost u edukacijskim sustavima čak i prilikom razvijanja novih algoritama gdje brzina izračuna nije od ključne važnosti za rad sustava. Programiranje u assembleru u drugu ruku pokazuje svoje prednosti u primjenama energetske elektronike i elektromotornih pogona kada je potrebno postići veliku brzinu rada sustava ali i nižu cijenu sustava. U slučajevima upotrebe i razvoja mehatroničkih rješenja koja obuhvaćaju zahtjevnije elektromotorne pogone (posebno s izmjeničnim strojevima) programiranje nema alternativu u grafičkom sućelju.

5. POPIS OZNAKA

struja izvora ili napajanja
 napon izvora ili napajanja
 struja trošila
 struja filtra
 referentna struja
 napon filteraskoga kondenzatora

I_s - A
 V_s - V
 I_L - A
 I_F - A
 I_R - A
 V_{C1} - V

4. CONCLUSION

An active power filter has been designed on two different platforms which are members of the same microprocessor family (TMS320LF240...). Minor differences between these processors do not justify the greatly increased speed in the case of the TMS320LF2407, but rather this should be attributed to the user interface of the program itself. The highly sophisticated interface of the manufacturer d-SPACE limits the algorithm speed to less than 10 kHz, which is not the case with the *Code Composer* interface (switching frequency of 25 kHz or more). In this case, the switching frequency is limited by transistor losses. It is the author's opinion that a sophisticated user interface has an advantage in educational and algorithmic developmental applications where switching speed is not crucial to system operation. Assembly language programming, on the other hand, is a better choice for industrial applications (e.g. power electronics or electric motors) where higher speeds, and cost efficiency are key. There is no better alternative to programming in the use of the graphical interface regarding the use and development of a mechatronic solution that undertakes more complex induction motors (especially in terms of alternate machines).

5. LIST OF SYMBOLS

supply or source current
 supply or source voltage
 load current
 filter current
 referent current

filter capacitor voltage

**LITERATURA
REFERENCES**

- [1] Sladić, S., Odavić, M., Jakopović, Z.: *Single phase active power filter* Electrotechnical Conference, MELECON Proceedings of the 12th IEEE Mediterranean Vol.3 Dubrovnik, Croatia, 2004, 1133 - 1136
- [2] Sladić S., Ambrožič V., Nedeljkić D.: *Enofazni paralelni aktivni moćnostni filter s spremenljivo napetostjo filtrskega kondenzatorja*, Elektrotehniški Vestnik, Vol. 72, No. 5, 2005, 291-296
- [3] TMS320F240 DSP Controller datasheet, Texas Instruments, SPRS042E, 1996.
- [4] TMS320F2407, TMS320F2406, TMS320F2402 DSP Controllers datasheet, Texas Instruments, SPRS094I, 1999.
- [5] T. F.Wu, H. S. Nien, C. L. Shen, T. M. Chen: *A Single-Phase Inverter System for PV Power Injection and Active Filtering With Nonlinear Inductor Consideration*, IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 41 No. 4, 2005, 1075-1083.
- [6] Kjær S. B., Pedersen J. K., Blaabjerg F.: *A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules*, IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 41 No. 5, 2005, 1292-1306.
- [7] Singh B., Singh B. N., Chandra A., Al-Haddad K., Pandey A., Kothari D. P.: *A Review of Single – Phase Improved Power Quality AC-DC Converters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 50, No. 5, 2003, 641-660.
- [8] Chen Y., Smedley K. M.: *A Cost-Effective Single-Stage Inverter With Maximum Power Point Tracking*, IEEE Transactions on Power Electronics. Vol.19, No.5, 2004, 1289-1294.
- [9] Chiang S.J., Chang K.T., Yen C.Y.: *Residential Photovoltaic Energy Storage System*, IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 45, No. 3, 1998, 385-394.
- [10] Torrey D.A., Al-Zamel A.M.A.M.: *Single phase Active power Filters for Multiple Nonlinear Loads*, IEEE Transactions on Power electronics. Vol. 10, No. 3, 1995, 263-272.
- [11] Tse K. K., Ho B. M. T., Chung H. S. H., Hui S.Y.R.: *Comparative Study of Maximum-Power-Point Trackers for Photovoltaic Panels Using Switching-Frequency Modulation Scheme*, IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 51, No. 2, 2004, 410-418.

Primljeno / Received: 2.10.2007.

Prihvaćeno / Accepted: 2.11.2007

Kategorizacija članka: znanstveni rad

Article categorization: scientific paper

Adresa autora / Author's address:

Saša Sladić, Assist. M. Sc.

Dubravko Franković, Assist. M. Sc.

Ivan Mužić, Assist.

University of Rijeka, Faculty of Engineering

Vukovarska 58,

HR-51000 Rijeka, CROATIA

Priloga D – Seznam kratic

APF	<i>Active Power Filter</i> – aktivni močnostni filter (nanaša se na enofazni sistem)
APF AV*	<i>APF with Adaptive Filter Capacitor Voltage (AV APF)</i> – aktivni močnostni filter z adaptivno napetostjo filtrskega kondenzatorja
APF VV*	<i>APF with Variable Filter Capacitor Voltage (VV APF)</i> – aktivni močnostni filter s spremenljivo napetostjo filtrskega kondenzatorja
AC	<i>Alternating Current</i> – izmenični tok
AV	<i>Adaptive Voltage</i> – adaptivna napetost
CENELEC	<i>European Committee for Electrotechnical Standardization</i> – Evropski odbor za standardizacijo v elektrotehniki
CICM	<i>Continuous Inductor Current Mode</i> – način delovanja z neprekinjenim tokom dušilke
CSI	<i>Current Source Inverter</i> – razsmernik s tokovnim virom
DC	<i>Direct Current</i> – enosmerni tok
DICM	<i>Discontinuous Inductor Current Mode</i> – način delovanja s trganim tokom dušilke
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> – elektromagnetna interferenca
HCLV	<i>High current, low voltage</i> – visok tok in nizka napetost
IEC	<i>International Electrotechnical Committee</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PCC	<i>Point of Common Coupling</i> – točka skupne priključitve
PFC	<i>Power Factor Correction</i> – izboljšanje faktorja moči (lahko je funkcija ali pretvornik)
PV	<i>Photovoltaic</i> – fotonapetostni
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> – pulzno širinska modulacija
QR	<i>Quasiresonant</i> – kvaziresonančen
RMS	<i>Root Mean Square</i> – efektivna vrednost
SEPIC	<i>Single Ended Primary Inductance Converter</i> – SEPIC pretvornik
SPDT	<i>Single-pole double-throw (SPDT) switch</i> – preklopnik
TDB	<i>Two Direction Buck Boost Converter</i> – obojesmerni pretvornik navzdol-navzgor
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> – razsmernik z napetostnim virom
ZCS	<i>Zero Current Switching</i> – preklapljanje pri toku nič
ZCT	<i>Zero Current Transition</i> – prehodni pojav pri toku nič
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i> – preklapljanje pri napetosti nič
ZVT	<i>Zero Voltage Transition</i> – prehodni pojav pri napetosti nič

* APF AV (AV APF) in APF VV (VV APF) sta okrajšavi, ki se nanašata na isti razred aktivnih močnostnih filtrov. Razlika med njima je v tem, da AV APF uravnava toka, ki polnita in praznita filtrski kondenzator, VV APF pa uravnava samo tok, ki prazni filtrski kondenzator. Z drugimi besedami – AV APF ima pretvornik za prilagoditev napetosti filtrskega kondenzatorja z dvema stikaloma, VV APF pa s samo enim stikalom.

Priloga E – Seznam simbolov in oznak

(pf)	faktor moči
abs.	absolutno
C_1	filtrski kondenzator
C_2	kondenzator enosmernega tokokroga
C_{LI}	parazitna kapacitivnost linije
C_n	kondenzator C_n
D	vklopno razmerje
D_n	dioda D_n
DC_e	ekv. napetost enosmernega tokokroga (signal iz mikroprocesorja)
f	frekvenca
f_g	frekvenca generatorja
f_s	stikalna frekvenca
G_{LI}	parazitna prevodnost linije
i_F	filtrski tok
i_{IN}	vhodni tok
i_L	bremenski tok
i_{L1}	tok skozi dušilko L_1
i_{Ln}	tok skozi dušilko L_n
I_o	izhodni tok (efektivna vrednost)
i_o	izhodni tok (izmenična vrednost)
i_{PV}	izhodni tok enosmernega (PV) pretvornika
i_{REF}	referenčni tok
i_S	linijski tok (tok skozi izmenični vir)
i_{S1}	tok skozi stikalo $S1$
k	konstanta (faktor)
L	dušilka
L_1	filtrska dušilka
L_{LI}	parazitna induktivnost linije
L_n	dušilka L_n
M_i	trenutek, v katerem nastopa temenska vrednost toka i_{PV}
pos.	pozitivno

R_e	ekvivalentna izhodna upornost
R_L	parazitna upornost dušilke
R_{Ll}	parazitna upornost linije
R_n	upor R_n
S_1	stikalo S_1
S_n	stikalo S_n
T	tranzistor (IGBT)
THD	faktor popačenja (angl. <i>total harmonic distortion</i>)
THD _i	popačenje toka
THD _v	popačenje napetosti
Tr.	transformator
V_-	negativni pogrešek
$V(t)$	časovna funkcija
V_+	pozitivni pogrešek
V_0	referenčna napetost
V_C	napetost kondenzatorja
V_{C1}	napetost filtrskega kondenzatorja (enosmerni signal)
v_{C1}	napetost filtrskega kondenzatorja (spremenljivi signal)
v_{DC}	napetost enosmernega tokokroga
V_f	napetost funkcijskega generatorja
V_{PV}	fotovoltaična napetost
V_S	efektivna vrednost omrežne napetosti
v_S	trenutna vrednost omrežne napetosti (izmeničen signal)
V_{SMAX}	temenska vrednost omrežne napetosti
v_X	nadomestna napetost
Z_{iS}	trenutek, v katerem omrežni tok doseže vrednost nič
Z_V	trenutek, v katerem napetost filtrskega kondenzatorja doseže minimalno vrednost
α	prožilni kot
Δt_i	interval, omejen s točkama Z_{iS} in M_i
Δt_v	interval, omejen s točkama Z_V in Z_{iS}
η	izkoristek

Literatura

- [1] T. H. Ortmeier, M. Shawky A. A. Hammam, J. M. Shaw: Design of Reactive Compensation for Industrial Power Rectifiers, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-22. no.3, May/June 1986.
- [2] A. Lindemann: Rectifiers with Power Factor Correction, Technical Applications IXIS http://www.ixyspower.com/images/technical_support/Application%20Notes%20By%20Topic/Power%20Factor%20Correction/IXAN0003.pdf
- [3] R. Martinez, P. N. Enjeti: A High – Performance Single – Phase Rectifier with Input Power Factor Correction, IEEE Transactions on Power Electronics. vol.11, no.2, March 1996.
- [4] J. Picone: Power Factor Correction for Switch Mode Power Supplies, design document, Mississippi state University, http://www.ece.msstate.edu/classes/design/ece4512/2002_fall/power_factor/design_document.pdf
- [5] A. Prodić, J. Chen, R. W. Erickson, D. Maksimović: Digitally Controlled Low-Harmonic Rectifier Having Fast Dynamic Responses, Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. vol. 1, no. 10-14, p. 476 - 482 vol.1 March 2002. <http://ece-www.colorado.edu/~pwrelect/pubarch/fast-pfc-apec02.pdf>
- [6] C. Qiao, K. M. Smedley: A Universal Input Single – Phase Single – Stage Power Supply with Power Factor Correction and Automatic Voltage Clamping, IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC. 2001, vol. 2, p. 907 – 913, 2001. <http://www.eng.uci.edu/~smedley/pesc01-s4pfc.pdf>
- [7] C. Qiao, K. M. Smedley: One – Cycle Controlled Three – Phase Buck – Derived Rectifier, Power Electronics and Motion Control Conference, proceedings, IPEMC, vol.1, p. 430 - 435, 2000. <http://www.eng.uci.edu/~smedley/ipemc-a173.pdf>
- [8] L. Rossetto, G. Spiazzi, P. Tenti, B. Fabiano, C. Licitra: Fast – Response High – Quality Rectifier with Sliding – Mode Control, Applied Power Electronics Conference and Exposition, p. 175 – 181, APEC Mar. 1993. <http://www.dei.unipd.it/~pel/Articoli/1993/Apec/Apec93.pdf>
- [9] M. F. Schlecht: Harmonic – Free Utility/DC Power Conditioning Interfaces, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. PE-1. no.4, October 1986.
- [10] M. F. Schlecht, Brett A. Miwa: Active Power Factor Correction for Switching Power Supplies, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. PE-2, no. 4, October 1997.

- [11] S. Sivakumar, K. Natarajan, R. Gudelewicz: Control of Power Factor Correcting Boost Converter Without Instantaneous Measurement of Input Current, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 10, no. 4, July 1995.
- [12] -: High Power Factor Preregulator, <http://focus.ti.com/lit/ds/slus336/slus336.pdf>,
- [13] -: High Power Factor Preregulator, <http://focus.ti.com/lit/an/slua172/slua172.pdf>,
- [14] B. K. Bose: *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall PTR, Upper, Massachusetts Institute of Technology, USA. 2001.
- [15] S. J. Chiang, K.T. Chang, C.Y. Yen, Residential Photovoltaic Energy Storage System, IEEE Transactions on Industrial Electronics vol. 45 no. 3, p. 385-394, 1998.
- [16] R. Brough, S. Crimp, A. Gardiner: Multifunctional Capability of a High – Voltage AC Power Conditioner,
http://www.itee.uq.edu.au/~aupec/aupec01/040_Brough_AUPEC01paper%20revised.pdf
- [17] A. Dabrowski, K. Sozanski: Control Circuit for Active Power – Harmonic – Compensation Filter in Power Systems – Realized with Digital Signal Processor TMS320C50,
<http://hook.pz.zgora.pl/~ksozansk/files/TI%20PARIS%202000%20%20APF.pdf>
- [18] R. M. Duke, S.D. Round: The Steady-State Performance of a Controlled Current Active Filter, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 8, no. 3, April 1993.
- [19] H. Fujita, H. Akagi: Stability Analysis of Series Active Filter Integrated with a Double-Series Diode Rectifier, IEEE Trans. on Power Electronics, Jan. 2002.
- [20] L. Empringham, P.W. Wheeler, J. C. Clare: Intelligent Commutation of Matrix Converter Bi-directional Switch Cells using Novel Gate Drive Techniques
<http://www.eee.nott.ac.uk/pemc/matrix/pesc98.pdf>,
- [21] M. Gwozdz, R. Porada: Compensate for Loading Effects on Power Lines with a DSP – Controlled Active Shunt Filter,
<http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/33-09/filter/filter.pdf>
- [22] P. Kirawanich, R. M. O'Connell: Fuzzy Logic Control of an Active Power Line Conditioner, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.19, no. 6, 2004.
- [23] C. Klumpner, P. Nielsen, Ion Boldea, F. Blaabjerg: New Steps Towards a Low-Cost Power Electronic Building Block for Matrix Converters
<http://www.iet.auc.dk/~ck/matrix/papers/ias00-ipcc.pdf>
- [24] B. R. Lin: A Single-Phase Three-Level Pulsewidth Modulation AC/DC Converter with the Function of Power Factor Corrector and Active Power Filter, Electric Power Systems Research 58 157-167. 2001.

- [25] B. R. Lin, B. R. Yang, H. R. Tsai: Analysis and Operation of Hybrid Active Filter for Harmonic Elimination, *Electronic Power Systems Research* vol. 62, p. 191-200. Jan. 2002.
- [26] S. Madtharad, S. Premrudeepreechacharn: Active Power Filter for Three-Phase Four-Wire Electric Systems Using Neural Networks, *Electric Power Systems Research*, vol. 60, no. 3, p. 179-192, January 2002.
<http://www.grad.cmu.ac.th/abstract/1999/eng/abstract/eng990012.html>
http://www.sciencedirect.com/science?_ob=ArticleURL&_udi=B6V30-44R2NW8-1&_user=4755071&_rdoc=1&_fmt=&_orig=search&_sort=d&view=c&_acct=C00050660&_version=1&_urlVersion=0&_userid=4755071&md5=479607b9aa59c419a7d6db13b355048c
- [27] J. Matas, L.G. de Vicuna, J. Miret, J. M. Guerrero, M. Castilla: Feedback Linearization of a Single-Phase Active Power Filter via Sliding Mode Control, *IEEE Transactions on Power Electronics* vol. 23, no.1, p.116 – 125, Jan. 2008.
- [28] L. A. Morán, L. Fernandez, J. W. Dixon, R. Wallace: A Simple and Low – Cost Control Strategy for Active Power Filters Connected in Cascade, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.44, no.5, October 1997,
<http://www2.ing.puc.cl/power/paperspdf/dixon/17.pdf>
- [29] J. Nastran, R. Cajhen, M. Seliger, P. Jereb: Active Power Filter for Nonlinear AC Loads, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 1, January 1994.
- [30] D. Nedeljković, J. Nastran, D. Vončina, V. Ambrožič: Synchronization of Active Power Filter Current Reference to the Network, *Trans. on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 2, pp. 333-339, Apr. 1999.
- [31] P. Nielsen, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen: New Protection Issues of a Matrix Converter: Design Considerations for Adjustable-Speed Drives
<http://www.iet.auc.dk/~ck/matrix/papers/ieee-ia99.pdf>
- [32] M. Ochiai, H. Matsuo: An AC/DC Converter with High Power Factor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 2, p. 356 – 361, April 2003.
http://www.itee.uq.edu.au/~aupec/aupec01/004_Ochiai_AUPEC01paper.pdf,
- [33] T. Ohnuki, O. Miyashita, T. Haneyoshi, E. Ohtsuji: High Power Factor PWM Rectifiers with an Analog Pulsewidth Prediction Controller, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 3. May1996.
- [34] C. Qiao, K. M. Smedley: A Topology Survey of Single – Stage Power Factor Corrector with a Boost Type Input – Current – Shaper, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*, vol. 1, p. 460 – 467. 2000.
http://www.eng.uci.edu/~smedley/APEC00_SMEDLEY_PFC.PDF
- [35] Q. Qiao, K. M. Smedley, F. Madaleno: A Comprehensive Analysis and Design of a Single Phase Active Power Filter with Unified Constant-Frequency Integration Control, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, June 2001.

- [36] S. Senini, P. Wolfs: Pole Placement Design of Integral Controller for Shunt Hybrid Active Filter, Central Queensland University, AUPEC01, 2001.
http://www.itee.uq.edu.au/~aupec/aupec01/091_SENINI_AUPEC01paper%20revised.pdf
- [37] R. El Shatshat, M. Kazerani, M. M. A. Salama: Power Quality Improvement in 3-Phase 3-Wire Distribution Systems Using Modular Active Power Filter, Electric Power Systems Research, 2001.
- [38] B. Singh, K. Al-Haddad, A. Chandra: Harmonic Elimination, Reactive Power Compensation and Load Balancing in Three-Phase, Four-Wire Electric Distribution Systems Supplying Non Linear Loads, Electric Power Systems Research, vol. 44 p. 93-100, 1998. http://www.sciencedirect.com/science?_ob=MIimg&_imagekey=B6V30-3TW320D-D-13&_cdi=5716&_orig=search&_coverDate=02%2F28%2F1998&_sk=999559997&_wchp=dGLbVlb-1SztW&_acct=C000050660&_version=1&_userid=1034528&md5=ca387568a1a991f3b8e8c2aa2627025a&ie=f.pdf
- [39] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, D. P. Kothari: A Review of Single – Phase Improved Power Quality AC-DC Converters, IEEE Transactions on Industrial Electronics vol. 50 no. 5, 641-660. 2003.
- [40] O. Stihl, Boon-Teck Ooi: A Single – Phase Controlled – Current PWM Rectifier, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 3. no. 4, October 1988.
- [41] W. F. Su, C. E. Lin, C. L. Huang: Hybrid Filter Application for Power Quality Improvement, Electronic Power Systems Research, vol. 47 p.165-171, 1998.
http://www.sciencedirect.com/science?_ob=MIimg&_imagekey=B6V30-3VHNPK4-2-14&_cdi=5716&_orig=search&_coverDate=11%2F01%2F1998&_sk=999529996&_wchp=dGLbVlb-1SztW&_acct=C000050660&_version=1&_userid=1034528&md5=f398d72ae8c5afd6d7394f1ffc1140af&ie=f.pdf,
- [42] S. Tepper, J. Dixon, G. Vengas, L. Moran: A Simple Frequency Independent Method for Calculating the Reactive and Harmonic Current in a Nonlinear Load, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 46, p. 647-654, Dec.1996.
- [43] D. A. Torrey, A. M. A. M. Al-Zamel: Single – Phase Active Power Filters for Multiple Nonlinear Loads, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 10, no.3, May 1995.
- [44] E. Twining, D. G. Holmes: Modelling Grid – Connected Voltage Source Inverter Operation,
<http://www.itee.uq.edu.au/~aupec/aupec01/110%20AUPEC01%20revised.pdf>,
- [45] L. Zhou, K. M. Smedley: Unifield Constant – Frequency Integration Control of Active Power Filters, IEEE Applied Power Electronics Conference, 2000.
- [46] K. Zhou, D. Wang: Unified Robust Zero-Error Tracking Control of CVCF PWM Converters, <http://www.ntu.edu.sg/home/edwwang/jnlpapers/00995664.pdf>,

- [47] Y. Xue, L. Chang, S. B. Kjær, J. Bordonau, T. Shimizu: Topologies of Single-Phase Inverters for Small Distributed Power Generators: An Overview, *Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no.5 September 2004.
- [48] H. Akagi: Trends in Active Power Line Conditioners, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 3, May 1994.
- [49] S. B. Kjær, J. K. Pedersen, F. Blaabjerg: A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules, *IEEE Transactions on Industry Applications* vol. 41, no. 5, p. 1292-1306, 2005.
- [50] K. K. Tse, B. M. T. Ho, H. S. H. Chung, S.Y.R. Hui, Comparative Study of Maximum-Power-Point Trackers for Photovoltaic Panels Using Switching-Frequency Modulation Scheme, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* vol. 51 no. 2. p. 410-418, 2004.
- [51] R. F. Pinheiro: A Revision of the State of the Art in Active Filters, DEE – UFRN Natal & Campus II - Campina Grande, <http://caveromiranda.50megs.com/4.3---2.pdf>
- [52] B. Krishnamachari, D. Czarkowski: Bidirectional Buck-Boost Converter with Variable Output Voltage, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Proceedings of the ISCAS apos 1998*, vol. 6, p. 446 – 449, 31 May-3 Jun. 1998.
- [53] Y. Chen, K. M. Smedley: A Cost-Effective Single-Stage Inverter With Maximum Power Point Tracking, *IEEE Transactions on Power Electronics* vol. 19, no. 5, p. 1289-1294, 2004.
- [54] T. L. Tai, J.S. Chen: UPS Inverter Design Using Discrete-Time Sliding-Mode Control Scheme, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no 1. February 2002.
- [55] T. F. Wu, H. S. Nien, C. L. Shen, T. M. Chen: A Single-Phase Inverter System for PV Power Injection and Active Filtering With Nonlinear Inductor Consideration, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no.4, p.1075-1083, 2005.
- [56] S. Sladić, B. Barišić, M. Soković: Cost-Effective Power Converter for Thin Film Solar Cell Technology and Improved Power Quality, *Journal of Materials Processing Technology*, May, 2008.
- [57] S. Sladić, V. Ambrožič, D. Nedeljković: Enofazni paralelni aktivni moćnostni filter s spremenljivo napetostjo filterskega kondenzatorja, *Elektrotehniški vestnik, Electrotechnical Review*, 2005.
- [58] M. Barnes: *Practical Variable Speed Drives and Power Electronics*, Newnes An Imprint of Elsevier, IDC Technologies, (chapter 9. Special topics and new developments), 2003.
- [59] W. R. Erickson, D. Maksimović: *Fundamentals of power electronics*, second edition, Kulwer Academic Publishers, 0-7923-7270-0, Norwell, Massachusetts, USA. 2001.

- [60] Z. Hong, R. Duke, S. Round: A Resonant DC Link Inverter for an Electric Vehicle, Department of Electrical and Electronic Engineering University of Canterbury, New Zealand, 2000.
http://www.elec.canterbury.ac.nz/research/powerelectronics/documents/AUPEC2000_RES.pdf
- [61] -: CAETS Engineering Challenges for the Next 25 Years, CAETS 22.V.2003; Hollywood, California, USA.
- [62] Joint Research Centre, JRC, European Commission: *Status of PV Research, Solar Cell Production and Market Implementation in Japan, USA and the European Union*, September 2002.
http://paris.fe.uni-lj.si/pvnet/files/AJW_StatusReport.pdf
- [63] S. Sladić: Jednofazni aktivni učinski filter s mikroprocesorskim upravljanjem, magistrsko delo, FER, Zagreb, 2005.
- [64] V. Gligoru: Topological Issues in Single – Phase Power Factor Correction, Dissertation, Espoo, Finland, 2001.
<http://lib.hut.fi/Diss/2001/isbn9512257351/isbn9512257351.pdf>
- [65] IEC 555-2: Disturbances in Supply Systems Caused by Household Appliances and Similar Electrical Equipment – Part 2: Harmonics, IEC, 1982.
- [66] CEI/IEC 61000-1-1; 2001-07: EMC Electromagnetic Compatibility, 2001.
- [67] CEI/IEC 61000-3-2; 2000-08: Limitations of Harmonic Currents Injected Into the Public Supply System, 2000.
- [68] N. Alame, M. Al-Dabbagh: Sub-Synchronous Oscillations of Series Compensated AC Networks,
<http://www.itee.uq.edu.au/~aupec/aupec01/081%20alame%20aupec01paper%20revised.pdf>
- [69] M. Malinowski: Sensorless Control Strategies for Three – Phase PWM Rectifiers, Dissertation, Faculty of Electrical Engineering, Institute of Control and Industrial Electronics, Warsaw, Poland, 2001.
http://www.isep.pw.edu.pl/ICG/pdf/phd/mariusz_malinowski.pdf
- [70] V. Tuomainen: Low-Power PFC and Forward Converters-Methods to Improve Performance, Dissertation, Department of Electrical and Communications Engineering, Helsinki University of Technology, Espoo, Finland, June 2004.
- [71] R. Zhang: High Performance Power Converter Systems for Nonlinear and Unbalanced Load/Source, Dissertation submitted to the Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy in Electrical and Computer Engineering, 17th. Nov. 1998.
<http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-101998-092318/unrestricted/ETD.pdf>

- [72] J. R. Rodriguez, J.W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt, P. Lezana: PWM Regenerative Rectifiers, State of Art, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 1, February 2005.
- [73] J. Wang, F. Z. Peng, J. Anderson, J. Joseph, R. Buffenbarger: Low Cost Fuel Cell Converter System for Residential Power Generation, Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 5, September 2004.
- [74] B. Singh, K. Al-Hadad, A. Chandra: A Review of Active Filters for Power Quality Improvement, IEEE Transactions on Industrial Electronics. vol. 46. no.5, p. 960 – 971, Oct. 1999.
- [75] N.A. Ahmed, Hyun Woo Lee, M. Nakaoka: Dual-Mode Time-Sharing Sinewave-Modulation Soft-Switching Boost Full-Bridge One-Stage Power Conditioner Without Electrolytic Capacitor DC Link, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 43. no.3, p. 805-813, May/June 2007.
- [76] S. Behera, S.P. Das, S.R.Doradla: Quasi-Resonant Inverter-Fed Direct Torque Controlled Induction Motor Drive, Electric power System Research, vol. 77. p. 946-955, 2007.
- [77] L. Leslie, T.Nergaard: Time Domain Compensation Methods for Three-Phase Shunt Active Filters,
https://courseware.vt.edu/users/dusan/ECE5984-3-Fi/Projects/Project1/Papers/2-Leslie_Nergaard_paper.pdf
- [78] Patent: PCT/US2003/034092, researcher: Oh, In-Hwan, for Fairchild Semiconductor Corporation, title : A Single-Switched Resonant DC Link (SRDCL) Converter, published 05.06.2004, <http://www.wipo.int/pctdb/en/wo.jsp?wo=2004038901>
- [79] Patent: 20060109694, researcher: Jung, Y.-C.: Cho, G.-H., title: Quasi-Parallel Resonant DC link (QPRDCL) Inverter with Mmproved PWM capability, published: Electronics Letters, vol. 30, issue 22, p. 1827 – 1828, 27 Oct 1994
- [80] Patent: #20060109694 in U.S. Pat. 6,111,770, researcher: Fang Z. Peng, title: Auxiliary Quasi-Resonant DC Tank Electrical Power Converter, published: 25.05.2006, <http://www.freepatentsonline.com/7126833.html>
- [81] A. W. Kelley, William F. Yadusky: Rectifier Design for Minimum Line-Current Harmonics and Maximum Power Factor, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 7, no. 2, April 1992.
- [82] A. Cavallini, G. C. Montanari: Compensation Strategies for Shunt Active – Filter Control, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, no. 6, November 1994.
- [83] M. Routimo, M. Salo, H. Tuusa: Comparison of Voltage-Source and Current-Source Shunt Active Power Filters, Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC apos; 05. IEEE 36th, p. 2571 – 2577, 11-14 Sept. 2005.

- [84] H. Ertl, J. W. Kolar, F. C. Zach: A Novel Multicell DC-AC Converter for Applications in Renewable Energy Systems, IEEE Transactions on Industrial Electronics vol. 49, no.5, p.1048-1057, 2002.
- [85] A. Fernández, J. Sebastián, M.M.Hernando, P. Villegas, J. García: Helpful Hints to Select a Power-Factor-Correction Solution for Low- and Medium-Power Single Phase Power Supplies, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.52 no.1, February 2005.
- [86] J. W. Kolar, H. Ertl: Status of the Techniques of Three – Phase Rectifier Systems with Low Effects on the Mains, 21st INTELECT, June 6-9, 1999, Copenhagen, Denmark, http://www.ipes.ethz.ch/ipes/paper/allg_3phasen.pdf
- [87] S. Munk-Nielsen, F. Blaabjerg, J.K. Pedersen: Link Voltage Peak Control of Parallel Resonant Converter by Control of the Converter Switching Instant, Transactions on Power Electronics, IEEE, vol. 12, no. 5, p. 931 – 937, Sep. 1997.
- [88] D. M. Divan, G. Skibinski: Zero-Switching-Loss Inverters for High-Power Applications, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 25, no. 4 July/August 1989.
- [89] D. M. Divan: The Resonant DC Link Converter-A New Concept in Static Power Conversion, IEEE Transactions on Industry applications, vol. 25, no. 2, March, April 1989.
- [90] K. Wang, Y. Jiang, S. Dubovsky, G. Hua, D. Boroyevich, F. C. Lee: Novel DC-Rail Soft-Switched Three-Phase Voltage-Source Inverters, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, no. 2, p. 509-517, March/April 1997.
- [91] M. Nemec: Prediktivne metode pri reguliranih trifaznih pretvorniških sistemih, doktorska disertacija, FE, Ljubljana, March 2008.
- [92] D. H. Lee, Z. G. Lee, J. Liang, J. W. Ahn: Single-Phase SRM Drive With Torque Ripple Reduction and Power Factor Correction, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 43, no. 6, p. 1578-1587, Nov./Dec. 2007.
- [93] J. He, N. Mohan, B. Wold: Zero Voltage-Switching PWM Inverter for High-Frequency DC-AC Power Conversion, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29. no 5., p. 959-968, September/October 1993.
- [94] Toufil Chaem, Jean Paul Labert, Laurent Rambault, Maged Ajjar: Linear Feedback Control of a Parallel Active Harmonic Conditioner in Power Systems, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 3, March 2009.
- [95] T. Boukhobza, L. Karsenti: Sliding – Mode Control for Nonlinear Systems non Affine in the Input, http://www.cds.caltech.edu/conferences/related/ECC97/proceeds/501_750/ECC718.PDF

- [96] R.A. De Carlo, S. H. Zak, G. P. Mathews: *Variable Structure Control*, 1988.
<http://gram.eng.uci.edu/~chwang/ControlTheory/VSC.html>
- [97] W. J. Cunningham: *Introduction to Nonlinear Analysis*, McGraw-Hill, New York, 1958.
- [98] E. Fossas-Colet, J. M. Olm-Miras: Asimptotic Tracking in DC/DC Nonlinear Power Converters, Discrete and Continuous Dynamical Systems-series B, vol. 2, no. 2. May 2002.
http://aimsciences.org/journals/dcdsB/Volume2-2/Fossas_Colet.pdf
- [99] U. Itkis: *Control Systems of Variable Structure*, Keter Publishing House, Jerusalem Ltd. 1976.
- [100] A. Kugi: Non – linear Control Based on Physical Models; Lecture Notes in Control and Information Sciences 260, Springer, Springer – Verlag London, UK, 2001.
- [101] S. Sastry: *Nonlinear Systems, Analysis, Stability and Control*, Springer – Verlag, New York, USA 1999.
- [102] T. Siew-Chong, Y. M. Lai, Chi K. Tse: Indirect Sliding Mode Control of Power Converters Via Double Integral Sliding Surface, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 2, March 2008.
- [103] H. Sira - Ramirez: Sliding Motions in Bilinear Switched Networks, IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. Cas-34, no. 8, August 1997.
- [104] D. Swaroop, J. K. Hedrick, P. P. Yip, J. C. Gerdes: Dynamic Surface Control for a Class of Nonlinear Systems, IEEE Transactions on Automatic Control, vol.45, no. 10. October 2000. <http://vehicle.me.berkeley.edu/~caveney/me237/notes/swaroopDSC.pdf>
- [105] T. F. Wu, H. S. Nien, H. M. Hsieh, C. L. Shen: PV Power Injection and Active Power Filtering With Amplitude-Clamping and Amplitude-Scaling Algorithms, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 43, no. 3, p. 731-741, May-June 2007.
- [106] S. C. Tan, Y. M. Lai, C. K. Tse, L. M. Salamero, C.K. Wu: A Fast – Response Sliding – Mode Controller for Boost – Type Converters with a Wide Range of Operating Conditions, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 6, December 2007.
- [107] S. Ang, A. Oliva: *Power-Switching Converters*, CRC Press, Taylor & Francis Group, Second edition, 2005.
- [108] F. L. Luo, H. Ye: *Advanced DC/DC Converters*, CRC Press, 2004.
- [109] G. Gallegos-Lopez, P.C.Kjaer, T.J.E. Miller, G.W. White: Simulation Study of Resonant DC link Inverter for Current-Controlled Switched Reluctance Motors, International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1997. Proceedings, vol.2. p. 757 – 761, issue, 26-29 May 1997.

- [110] E. Arri, N. Locci: Uncertainty Analysis in a Novel Method for Transformer Power Losses Measurement, *Measurement*, vol. 12, no. 4, p. 315-320, February 1994.
- [111] I. Kucuk, N. Derebasi: Prediction of Power Losses in Transformer Cores Using Feed Forward Neural Network and Genetic Algorithm, *Measurement*, vol. 39, issue 7, Pages 605-611, p. 575-680, August 2006.
- [112] B. Baholo, K. Atallah, P. H. Mellor, D. Howe, M. A. Mueller, T. J. Flack, S. Williamson: Effect of High Frequency Flux Ripple on Iron Loss in Induction Machines, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 157-158, no. 2, p. 444-446, May 1996.
- [113] C. Huang. P. Melcher, G. Ferguson, R. Ness: IGBT and Diode Loss Measurements in Pulsed Power Operating Conditions, *Power Modulator Symposium, 2004 and 2004 High-Voltage Workshop. Conference Record of the Twenty-Sixth International*, p. 170 - 173, publication date: 23-26 May 2004.
- [114] C. Xiao, G. Chen, W. G. H. Odendaal: Overview of Power Loss Measurement Techniques in Power Electronics Systems, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 3, p. 657 – 664, May-June 2007.
- [115] A. Laprade, R.H.Randall: Numerical Method for Evaluating IGBT Losses, <http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-7520.pdf> Fairchild Application note, January 2000.
- [116] D.I.M. de Silva, N.K. Shrestha, D. L. Chamund: Accurate Conduction and Switching Loss Models of IGBTs for Resonant Converter Design, *35 Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004*.
- [117] V. Agarwal, S. Jain: A Single-Stage Grid Connected Inverter Topology for Solar PV Systems With Maximum Power Point Tracking, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no.5, p.1928 – 1940, Sept. 2007.
- [118] K. M. Smith, K. M. Smedley: Engineering Design of Lossless Passive Soft Switching Methods for PWM Converters-Part II. With Non-Minimum Voltage Stress Circuit Cells, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no., November 2002.
- [119] R. J. Wai, R.Y. Duan: High-Efficiency Bidirectional Converter for Power Sources With Great Voltage Diversity, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 5, p.1986 – 1996, Sept. 2007.
- [120] Dylan Dah-Chuan Lu, Vassilios G. Agelidis: Photovoltaic-Battery-Powered DC Bus System for Common Portable Electronic Devices, *IEEE Letters on Power Electronics*, vol. 24, no. 3, March 2009.
- [121] -: EMI suppression, <http://www.pduke.com/d-5.htm>
- [122] J. Sun: On the Zero-Crossing Distortion in Single-Phase PFC Converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 3, May 2004.

- [123] C. P. Liu, C. K. Tse, N. K. Poon, B. M. H. Pong, Y. M. Lai: Synthesis of Input-Rectifierless AC/DC converters, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 1, January 2004.
- [124] Q. Li, P. Wolfs: A Review of Single Phase Photovoltaic Module Integrated Converter Topologies With Three Different DC Link Configurations, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 3, May 2008.
- [125] J. P. Benner, L. Kazmerski: Photovoltaics Gaining Greater Visibility, IEEE Spectr, vol. 29, no. 9, pp. 34-42, Sep. 1999.
- [126] E. Bezzel, H. Lauritzen, S. Wedel: The Photo-Electro Chemical Solar Cell, PEC Solar Cell Project, Danish Technological Institute, www.solarcell.dk 2004.
- [127] H. Wilk, D. Ruoss, P. Toggweiler: Inovative Electrical Concepts, International Energy Agency Photovoltaic Power Systems, IEA PVPS 2002. www.iea-pvps.org
- [128] S. B. Kjaer: Design and Control of an Inverter for Photovoltaic Applications, Ph.D. dissertation, Inst. Energy Technology, Aalborg University Aalborg East, Denmark, 2004/2005.
- [129] G. R. Walker, P. C. Sernia: Cascaded DC-DC Converter Connection of Photovoltaic Modules, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 4, July 2004.
- [130] S. Meriethoz, A. C. Rufer: Open Loop and Closed Loop Spectral Frequency Active Filtering, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, no.4, July 2002. http://leiwww.epfl.ch/publications/mariethoz_rufer_ieee_02.pdf