

**UNIVERZA V LJUBLJANI
FAKULTETA ZA ELEKTROTEHNIKO**

MAGISTRSKO DELO

**ODPRAVLJANJE KONDUKTIVNIH MOTENJ V ZAPORNEM PRETVORNIKU
Z UPOŠTEVANJEM REALNIH LASTNOSTI ELEMENTOV MOČNOSTNE
STOPNJE**

Matej Martinjak

Mentor: prof. dr. Janez Nastran, univ. dipl. inž. el.

Ljubljana, 2005

Zahvala

Zahvaljujem se profesorju dr. Janezu Nastranu za prevzem mentorstva nad mojim magistrskim delom.

Posebno zahvalo sem dolžan docentu dr. Petru Zajcu za napotke glede vsebine in sloga pisnega dela magistrske naloge ter za čas, ki si ga je bil pripravljen vzeti za moja vprašanja.

Zahvaljujem se dr. Alešu Lebanu za pomoč pri oblikovanju pisnega dela magistrske naloge.

Zahvaljujem se sodelavcu Leopoldu Filipiču za njegov čas in nasvete, ki mi jih je namenil, ko so se mi ob razvoju napajalnika porajala številna vprašanja.

Kazalo

Seznam uporabljenih simbolov in indeksov	1
Povzetek	3
Abstract.....	5
1. Uvod	7
1.1 Števec električne energije.....	8
1.1.1 Kondenzatorski napajalnik	8
1.1.2 Transformatorski napajalnik.....	9
1.1.3 Stikalni napajalnik	10
2. Delovanje zapornega pretvornika.....	13
2.1 Idealizirano vezje.....	13
2.2 Vpliv realnih elementov na delovanje zapornega pretvornika	17
2.2.1 Visokofrekvenčni transformator	17
2.2.2 Vpliv stresane induktivnosti na delovanje zapornega pretvornika.....	19
2.2.3 Vpliv vzporednega nihajnega kroga na delovanje zapornega pretvornika.....	22
2.2.4 Millerjev pojav	24
2.3 Krmilno vezje	27
3. Obravnava konduktivnih motenj	29
3.1 Razvrstitev signalov	32
3.2 Primeri zmanjševanja konduktivnih motenj.....	33
3.2.1 Blokovni način.....	34
3.2.2 Matematični način	36
3.2.3 Zmanjševanje konduktivnih motenj v konkurenčnih napravah.....	38
3.3 Matematična analiza konduktivnih motenj.....	42
3.3.1 Pritisnjena napetost na primarnem navitju transformatorja.....	44
3.3.2 Tok skozi primarno navitje transformatorja	47
3.3.3 Parazitni nihajni krogi	50
4. Analiza spektra konduktivnih motenj na realnem modelu	51
4.1 Višjeharmoniki osnovne stikalne frekvence.....	51
4.2 Ojačanje spektra konduktivnih motenj v nihajnem krogu.....	54
4.3 Millerjev pojav	58
5. Meritve na praktičnem modelu zapornega pretvornika.....	63
5.1 Transformator	63
5.1.1 Analiza komercialnega in optimiranega transformatorja	64
5.1.2 Geometrija transformatorja.....	67
5.1.3 Spekter konduktivnih motenj komercialnega in optimiranega transformatorja	72
5.2 Vhodni del zapornega pretvornika	75
5.2.1 Gladilni kondenzator	76
5.2.2 Zaščitni upori in stikalni tranzistor.....	77
5.2.3 Dušilke in filterski kondenzatorji	79
6. Stikalne izgube in izkoristek zapornega pretvornika.....	83
7. Zaključek	84
Literatura	86
Izjava	88

Kazalo slik

Slika 1: Trifazni kondenzatorski napajalnik	9
Slika 2: Trifazni transformatorski napajalnik	10
Slika 3: Zaporni pretvornik z galvansko ločitvijo	11
Slika 4: Topologija zapornega pretvornika	13
Slika 5: Idealni poteki napetosti in tokov zapornega pretvornika	15
Slika 6: Poenostavljena nadomestna shema stikalnega transformatorja	18
Slika 7: Nadomestna shema zapornega pretvornika z upoštevanjem stresanih induktivnosti in z dodanim razbremenilnim vezjem	19
Slika 8: Vpliv stresane induktivnosti na poteke napetosti in tokov v zapornem pretvorniku	20
Slika 9: Nadomestna shema zapornega pretvornika z upoštevanjem stresanih induktivnosti, parazitnih kapacitivnosti in z dodanim razbremenilnim vezjem	22
Slika 10: Potek napetosti in tokov pri realnem transformatorju	23
Slika 11: Nadomestna shema zapornega pretvornika z upoštevanjem medelektrodnih kapacitivnosti realnega stikala	24
Slika 12: Millerjev pojav v zapornem pretvorniku	26
Slika 13: Tipično integrirano vezje za krmiljenje stikala v zapornem pretvorniku	28
Slika 14: Shema umetne mreže za en vodnik	30
Slika 15: Dopustne meje konduktivnih motenj	31
Slika 16: Razvrstitev konduktivnih motenj v napravi s stikalnim napajalnikom	32
Slika 17: Namenski filter za zmanjšanje konduktivnih motenj	34
Slika 18: Dušenje sofaznih in protifaznih signalov	35
Slika 19: Primerjava med standardoma EN 55022 (CISPR 22) in FCC, del 15	36
Slika 20: Teoretično določena karakteristika dušenja posameznih komponent filtra	37
Slika 21: Matematično določen filter za zmanjšanje konduktivnih motenj	37
Slika 22: Topologija vhodnega dela zapornega pretvornika pri preventivnem dodajanju filtrov	39
Slika 23: Frekvenčni spekter konduktivnih motenj, simetričen v faznih in ničelnem vodniku	39
Slika 24: Optimiran filter v vhodnem delu napajalnika	40
Slika 25: Spekter konduktivnih motenj konkurenčnega števca električne energije	41
Slika 26: Priredba vezja za lažjo teoretično obdelavo	42
Slika 27: Tokokrogi konduktivnih motenj v zapornem pretvorniku	43
Slika 28: Oblika pritiskane napetosti na primarnem navitju transformatorja	44
Slika 29: Frekvenčni spekter - trapezna oblika napetosti	46
Slika 30: Oblika toka skozi primarno navitje transformatorja	47
Slika 31: Frekvenčni spekter - trikotna oblika toka z vodilnim Diracovim impulzom	48
Slika 32: Tipičen nihajni krog v zapornem pretvorniku	50
Slika 33: Osnovna topologija zapornega pretvornika brez filtrskih elementov	52
Slika 34: Izmerjeni frekvenčni spekter konduktivnih motenj v faznem vodniku brez dodanih filtrov	53
Slika 35: Frekvenčni spekter konduktivnih motenj: ojačan šesti (360 kHz) višjeharmonik	55
Slika 36: Napetost U_{DS} na stikalnem tranzistorju z lastno frekvenco nihanja 358 kHz	56
Slika 37: Frekvenčni spekter konduktivnih motenj: brez izrazitega šestega višjeharmonika	57
Slika 38: Napetost U_{DS} na stikalnem tranzistorju z lastno frekvenco nihanja 322 kHz	57
Slika 39: Frekvenčni spekter konduktivnih motenj pri uporabljenem komercialnem transformatorju	58
Slika 40: Shema napajalnika med meritvijo	59
Slika 41: Napetost U_{DS} na stikalnem tranzistorju z izrazitim Millerjevem pojavom	60

Slika 42: Karakteristični poteki veličin v vezju ob izklopu tranzistorja: U_{DS} (C1), U_{GS} (C2), I_G (C3) in napetost na izhodu regulacijskega vezja (C4).....	61
Slika 43: Nadomestna shema komercialnega transformatorja	65
Slika 44: Nadomestna shema optimiranega transformatorja.....	66
Slika 45: Prerez transformatorja	68
Slika 46: Končna topologija zapornega pretvornika	72
Slika 47: Karakteristični poteki veličin v vezju ob izklopu tranzistorja: U_{DS} pri vgrajenem komercialnem transformatorju (M_1 in M_2) in U_{DS} pri vgrajenem optimiranem transformatorju (M_3 in M_4).....	73
Slika 48: Frekvenčni spekter konduktivnih motenj zapornega pretvornika: (C ₁) s komercialnim transformatorjem in (C ₂) z optimiranim transformatorjem	74
Slika 49: Ključni elementi zapornega pretvornika, ki vplivajo na frekvenčni spekter konduktivnih motenj.....	75
Slika 50: Frekvenčni spekter konduktivnih motenj: (C ₁) brez gladilnega kondenzatorja in (C ₂) z vgrajenim gladilnim kondenzatorjem	76
Slika 51: Frekvenčni spekter konduktivnih motenj: (C ₂) z dodanimi zaščitnimi upori pri počasnem proženju stikalnega tranzistorja in (C ₁) pri hitrem proženju stikalnega tranzistorja	77
Slika 52: Frekvenčni spekter konduktivnih motenj: (C ₂) pri počasnem proženju stikalnega tranzistorja in (C ₁) pri vgrajenem stikalnem tranzistorju novejšje tehnologije	79
Slika 53: Frekvenčni spekter konduktivnih motenj: (C ₁) z dodanima dušilkama L_1 in L_2 ; (C ₂) z dodanim kondenzatorjem C_1 s slike 49.....	80
Slika 54: Frekvenčni spekter konduktivnih motenj z dodanimi vsemi ključnimi elementi zapornega pretvornika in Y1 kondenzatorjem: (C ₁) meritev izvedena v faznem vodniku; (C ₂) meritev izvedena v ničelnem vodniku	82

Seznam uporabljenih simbolov in indeksov

μ_0	permeabilnost praznega prostora
μ_e	efektivna permeabilnost jedra z zračno režo
A	ojačanje
A_e	efektivni presek jedra
B	magnetna gostota v jedru
C	kondenzator
C_{DG}	kapacitivnost med ponorom in vrati mosfet tranzistorja
C_{GS}	kapacitivnost med vrati in izvorom mosfet tranzistorja
D	dioda
f	frekvenca
f	delovna frekvenca transformatorja.
f_{res}	resonančna frekvenca
i_{C3}	tok skozi zaščitni kondenzator
I_f	fazni tok
i_P	tok skozi primarno navitje transformatorja
i_S	tok skozi sekundarno navitje transformatorja
k	faktor oblike napetosti
L	induktivnost
N	število ovojev navitja
p	prestava transformatorja
P	moč
P_2	delovna moč na izhodu zapornega pretvornika
P_B	moč bremena
P_ξ	poraba števca
R	upor
S	stikalo
T	čas ene periode
t_{off}	čas, ko je stikalo izklopljeno
t_{on}	čas, ko je stikalo vklopljeno
Tr	transformator
U	napetostni vir
U_1	vhodna napetost v zaporni pretvornik
U_{1min}	minimalna vhodna napetost
u_{C3}	napetost na zaščitnem kondenzatorju
U_f	fazna napetost
u_{GS}	napetost med vrati in izvorom mosfet tranzistorja

u_i	inducirana napetost
U_{NREG}	izhodna napetost zapornega pretvornika
u_P	napetost na primarnem navitju transformatorja
u_S	inducirana napetost na sekundarnem navitju transformatorja
u_{ST}	napetost na stikalu
V	prostornina jedra in zračne reže
η	izkoristek

Povzetek

V delu je obravnavana problematika načrtovanja napetostnega pretvornika za napajanje trifaznega elektronskega števecja električne energije z DLC komunikacijo. Napajalnik pretvarja omrežno napetost v regulirano enosmerno napetost ustrezne amplitude, s katero so napajana polprevodniška vezja in komunikacijski tokokrogi. Zaradi ostrih zahtev po širokem razponu vhodne napetosti, majhnem odstopanju izhodne napetosti in visokem izkoristku je bila izbrana topologija zapornega pretvornika. Jedro pretvornika tvorita stikalni tranzistor, ki ga lahko obravnavamo kot generator pravokotnih napetostnih impulzov amplitude 560 V, in visokofrekvenčni transformator. Posledica stikalnega delovanja pretvornika in parazitnih kapacitivnosti ter induktivnosti vezja je širok frekvenčni spekter signalov v močnostnem tokokrogu, ki se širijo tudi v okolico. Te signale obravnavamo kot motnje, saj zajamejo širok pas v frekvenčnem prostoru, ki si ga naprave delijo oz. je prvenstveno namenjen delovanju nekaterih naprav. Zato predpisi in standardi predpisujejo pogoje, ki omogočajo nemoteno delovanje električnih naprav. Del omenjenih predpisov natančno opredeljuje frekvenčno in amplitudno področje konduktivnih motenj, ki so v delu podrobneje predstavljene. Poznani načini zmanjševanja konduktivnih motenj temeljijo na pasivnih vhodnih filtrih in so namenjene zgolj odpravljanju »posledic«. Metode se med seboj razlikujejo po načinu določanja elementov filtra, ki so lahko izračunani, določeni grafično iz karakteristik dušenja ali izbrani na podlagi izkušenj načrtovalca. Enostavni dvostopenjski filtri v večini primerov signale znižajo tik nad dovoljeno mejo. Zahteva po dodatnem dušenju višjeharmonskih signalov nujno vključuje nadaljnje elemente filtra, ki dodatno vplivajo na ceno izdelka.

V magistrskem delu sem pristopil k nadaljnjemu zmanjševanju motenj s stališča odpravljanja »žarišč« nastanka motenj oz. s stališča zmanjševanja amplitude višjeharmonskih signalov že na mestu njihovega nastanka. Celotna obravnava se nanaša na topologijo zapornega pretvornika, zato je delovanje le-tega podrobno analizirano. S podporo teorije zapornega pretvornika sem analizo delovanja zapornega pretvornika razširil in v njej upošteval vpliv realnih elementov vezja. Glavni vir motenj predstavljajo parazitni nihajni krogi, ki jih tvorijo elementi zapornega pretvornika, natančneje parazitne kapacitivnosti in induktivnosti visokofrekvenčnega transformatorja. Dodaten izvor višjeharmonskih signalov predstavlja stikalni element – tranzistor, ki je v fazi izklapljanja podvržen večkratnim nekontroliranim ponovnim vklopom. Predpostavke teoretičnega dela sem preveril na eksperimentalnem modelu zapornega pretvornika, kjer sem nadalje ovrednotil vpliv realnih lastnosti posameznih elementov vezja na določena področja v frekvenčnem spektru.

Logičen pristop k odpravljanju konduktivnih motenj je optimizacija visoko frekvenčnega transformatorja. V smislu čim manjših vrednosti parazitnih komponent transformatorja so

podana priporočila, ki jih moramo upoštevati med načrtovanjem navitij in kasneje v fazi njihove realizacije. Temu je sledilo optimiranje in realizacija visokofrekvenčnega transformatorja, katerega vpliv na frekvenčni spekter sem primerjal z vplivom komercialno dostopnega elementa.

Teoretične izsledke sem preveril na eksperimentalnem modelu zapornega pretvornika. Ob upoštevanju izmerjenih parazitnih parametrov optimiranega in komercialnega transformatorja lahko iz frekvenčnega spektra konduktivnih motenj sklepamo na pravilnost teoretičnih predpostavk. Ob koncu podajam še vpliv posameznega transformatorja na funkcionalno delovanje napajalnika s poudarkom na njegovem izkoristku.

Ključne besede: *zaporni pretvornik, konduktivne motnje, frekvenčni spekter, visokofrekvenčni transformator, stresana induktivnost, parazitna kapacitivnost...*

Abstract

This work describes the development of a voltage converter, which serves as a power supply for electronic three-phase electricity meters featuring a Distributed Line Carrier modem. The power supply unit converts the mains voltage to an appropriate DC level to feed the integrated circuits of the meter and of the modem. For the power supply topology, a fly-back converter was selected due to its wide input voltage range, high output voltage stability and efficient conversion. The basic fly-back converter consists of a high frequency transformer, a secondary rectifier and a switching transistor, which generates rectangular voltage pulses from the rectified mains voltage.

As a consequence of stray inductances, capacitances and switching behavior of the converter the latter emits a wide spectrum of high frequency signals into the mains network. Because different devices share the mains network as a source of energy and some of them also as a communication medium, the allowable amplitudes of the high frequency signals are defined by standards. By defining the frequency and amplitude of conducted emissions, these standards make possible a parallel operation of multiple devices without mutual interference. Known methods to decrease the conducted emissions include the use of different passive filters and therefore mainly deal with the consequences and not with the origin of the problem. These methods generally differ in the way of choosing the filtering components, where the desired attenuation characteristics can either be calculated or selected according to the designer's experience. Finally, the conducted emissions, suppressed by simple second order filters, are in most cases just above the permissible limit so additional filter elements must be used.

This work presents an alternative approach, where the conducted emissions are suppressed already at their source. This is closely related to the fly-back converter characteristics so its principle of operation is analyzed in detail. The theory of a fly-back converter was applied to analyze the real elements and their behavior regarding the conducted emissions. The latter originate in the high frequency transformer and switching transistor mainly as an effect of parasitic capacitances and leakage inductances. To verify the theoretical presumptions an experimental model of a fly-back converter was built where the influence of different elements upon the frequency spectrum was analyzed.

The high frequency transformer must be optimized regarding the conducted emissions. To obtain optimal parasitic capacitances and inductances some recommendations are stated in this work. They should be considered in the design phase of the transformer and at its realization. A sample high frequency transformer was designed and built and its influence upon the conducted emissions spectrum compared to a commercially available transformer. Regarding the parasitic capacitances and inductances of the high frequency transformer excellent agreement was found between the theoretical presumptions and the

experimental results. Finally, the efficiency of a fly-back converter was measured. The comparison of the efficiency of a fly-back converter with a commercially available transformer and with an optimized transformer is shown. The efficiency of the converter is an indication of the transformer's influence upon the functional operation of the converter.

1. Uvod

Električna naprava oz. elektronsko vezje s svojim načinom delovanja generira elektromagnetno polje, ki se širi v prostor, in na ta način negativno vpliva na delovanje sosednjih naprav. Tako stikalni napajalnik za polnjenje baterije prenosnega telefona v svoji bližini vzpostavi visokofrekvenčno električno polje, ki vpliva na uklon žarka elektronov v računalniškem zaslonu in povzroči nemirno sliko. Prav tako radar na bojni ladji oddaja močno elektromagnetno sevanje, ki lahko onemogoči radijsko komunikacijo v določenem frekvenčnem pasu ali omogoči popolnoma nenadzorovano delovanje določenih elektronskih naprav, kar lahko v primeru samodejne sprožitve rakete z eksplozivno glavo povzroči katastrofo. Z vse večjo koncentracijo električnih naprav postaja problematika medsebojnih vplivov čedalje bolj pereča, zato ji moramo nameniti precejšnjo pozornost že v fazi načrtovanja električne naprave. Zaradi zgoraj omenjenih pojavov, predvsem na področju vojaške opreme in varnosti, so bile države prisiljene sprejeti ustrezne predpise, s katerimi so tudi pravno uredili že dalj časa poznano področje elektromagnetnih motenj. Ti predpisi omejujejo maksimalno amplitudo elektromagnetnih motenj, ki jih sme naprava oddajati, obenem pa določajo, do katere meje mora biti delovanje naprave neobčutljivo na vpliv motenj iz okolice. Elektromagnetne motnje se delijo glede na način širjenja na sevalne in na konduktivne motnje, glede na njihov izvor pa na oddane motnje (emisija naprave) in na sprejete motnje (občutljivost naprave na motnje) iz okolice. Predpisi določajo merjenje le enega tipa oddanih ali sprejetih motenj v enem frekvenčnem območju. V nadaljevanju opisane konduktivne motnje, ki jih naprava oddaja v okolico, so definirane kot električni signal – tok ali napetost, ki ima izvor v napravi in se po priključnih vodnikih širi v okolico. Njegova frekvenčna vsebina je med 150 kHz in 30 MHz. Signali izven tega frekvenčnega območja niso zajeti v predpisih o konduktivnih motnjah, ampak v ostalih predpisih o elektromagnetni združljivosti naprav.

V delu bodo obravnavane zgolj konduktivne motnje, ki jih zaradi načina delovanja generira stikalni napajalnik, poseben poudarek pa bo namenjen vzrokom za nastanek teh motenj ter možnostim za njihovo zmanjšanje.

1.1 Števec električne energije

Izziv zmanjševanja konduktivnih motenj se je pojavil med razvojem trifaznega gospodinjkega števca električne energije s komunikacijo po napajalnih vodnikih (Distribution Line Communication), ki mora ustrezati predpisom, med katerimi je tudi predpis o dovoljeni stopnji oddajanja elektromagnetnih motenj v okolico. Osnovna naloga števca je merjenje električne energije, ki jo porabnik odjema iz omrežja, ter prištevanje izmerjenih vrednosti različnim registrom glede na tarifno shemo distribucijskega podjetja. Dodatne funkcije števca omogočajo zapisovanje izjemnih dogodkov, kot so izpad napetosti določene faze, pretok energije od porabnika v omrežje, spreminjanje nastavitev števca in podobno. Števec je namenjen vgradnji v sistem daljinskega branja podatkov, kjer nadrejena naprava z imenom koncentrador zbira podatke iz večjega števila števcov in jih pošilja distributerju električne energije v obdelavo. Za izpolnitev navedenih nalog je števec električne energije sestavljen iz naslednjih podsklopov: napajalnik, merilni del, procesorski del, komunikacijski vmesnik in vhodno – izhodna enota.

Vhodne veličine elektronskih števcov so določene s predpisi, v katerih so za podsklop napajalnik izražene naslednje zahteve:

- priključna napetost $U = U_n \pm 20\%$, trifazni števec električne energije je lahko priključen trifazno, enofazno ali medfazno,
- ko ničelni vodnik ni prisoten, je lahko merilni pogrešek večji od predpisanega, vendar mora števec delovati,
- delovanje števca ne sme biti prekinjeno, če je izpad električne energije krajši od 200 ms,
- ob daljšem izpadu električne energije (>200 ms), se morajo podatki o izmerjeni porabi trajno shraniti, ob povrnitvi napajanja pa mora števec nadaljevati merjenje električne energije,
- lastna poraba števca ne sme preseči 2 W oz. 10 VA na fazni vodnik. Če so v števcu vgrajene dodatne funkcije, kot je komunikacija, se lahko prodajalec in kupec dogovorita o večji dovoljeni lastni porabi števca.

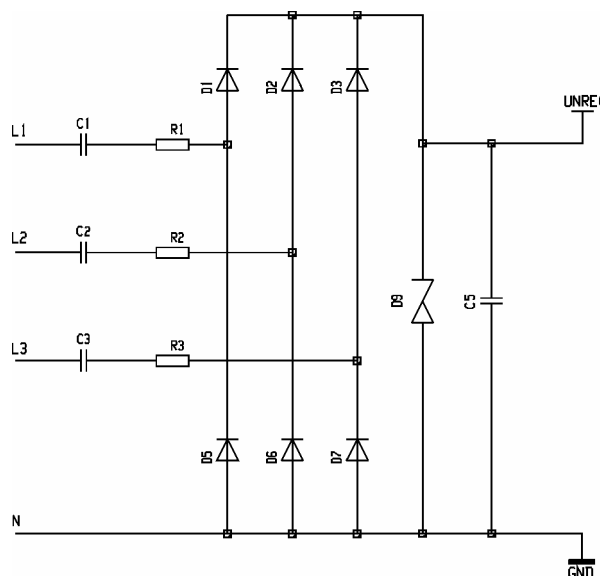
1.1.1 Kondenzatorski napajalnik

Najpreprostejša izvedba napajalnika za napajanje enosmernih porabnikov moči pod 1 W je zaporedna vezava upora in zener diode. Pri tem upor omeji tok na dopustno vrednost, zener dioda pa vzdržuje konstantno napetost na bremenu. Produkt toka in napetosti na uporu povzroča toplotne izgube, ki so premo sorazmerne razliki med pritisnjeno napetostjo in napetostjo zener diode. Ko je pritisnjena napetost izmenična s frekvenco f , je s stališča

izgub za omejitev toka primerneje uporabiti kondenzator, ker ne troši delovne moči. Izvedba trifaznega kondenzatorskega napajalnika je prikazana na sliki 1. Z upoštevanjem zahteve, da lastna poraba števca ne sme preseči 10 VA po faznem vodniku, je nazivni tok I_f pri nazivni fazni napetosti $U_f = 230$ V lahko največ

$$I_f = \frac{S}{U_f} = 43,5 \text{ mA} \Rightarrow C = \frac{I_f}{U_f \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} = 602 \text{ nF}. \quad (1)$$

V elektronskih števcih najpogosteje uporabljani kondenzatorski napajalniki (slika 1) imajo izhodno napetost U_{NREG} , ki je z zener diodo D_9 omejena na 5 V. Nazivna fazna napetost je $U_f = 230$ V. Upori R_1 , R_2 in R_3 ščitijo usmerniške diode in zener diodo pred konicami toka ob vklopu in ob hitrih spremembah omrežne napetosti. Vrednost uporov znaša 180Ω . Ker je fazni kot med napetostjo na kondenzatorju U_C in fazno napetostjo U_f majhen, lahko za izračun kapacitivnosti uporabimo nazivno napetost U_f . Izračunani (1) največji dovoljeni kapacitivnosti je najbližja standardna vrednost 560 nF.



Slika 1: Trifazni kondenzatorski napajalnik

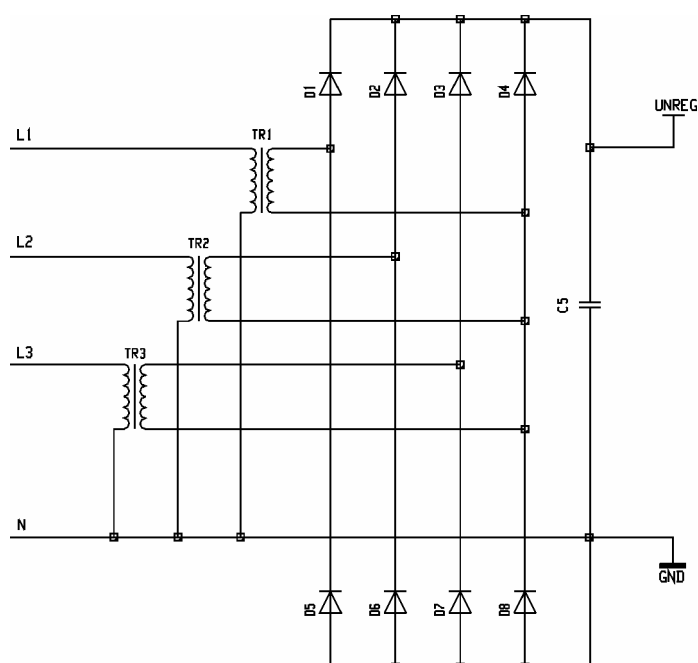
Kondenzatorski napajalniki v frekvenčnem področju konduktivnih motenj ne generirajo signalov, ker so sestavljeni izključno iz pasivnih elementov in delujejo z omrežno frekvenco.

1.1.2 Transformatorski napajalnik

Trifazni transformatorski sistemi so poznani iz močnostne elektrotehnike, na področju majhnih moči (< 10 W) pa je njihova značilnost velika ohmska upornost primarnega navitja, kar je posledica tehnoloških omejitev. Zaradi tega je poraba delovne moči na

primarni strani ob nazivni obremenitvi le za približno 40 % večja kot v prostem teku. Ob upoštevanju omejitev o dovoljeni porabi delovne in navidezne moči po faznem vodniku je razpoložljiva moč odvisna od uporabljenih materialov za jedro in od izvedbe navitij transformatorja, vendar v splošnem ne presega 1,2 W.

Izhodna napetost U_{NREG} (slika 2) je sorazmerna vhodni napetosti, ta pa se v nazivnem območju delovanja števca spreminja v razmerju 1:2,6. Zato je nujna dodatna regulacija izhodne napetosti. S spreminjanjem amplitude vhodne napetosti U_1 se kvadratično spreminja maksimalna transformirana moč v sekundarni tokokrog (P_2). Na spodnji meji območja vhodne napetosti je razpoložljivo le 64 % moči, ki je sicer na voljo pri nazivni napetosti.



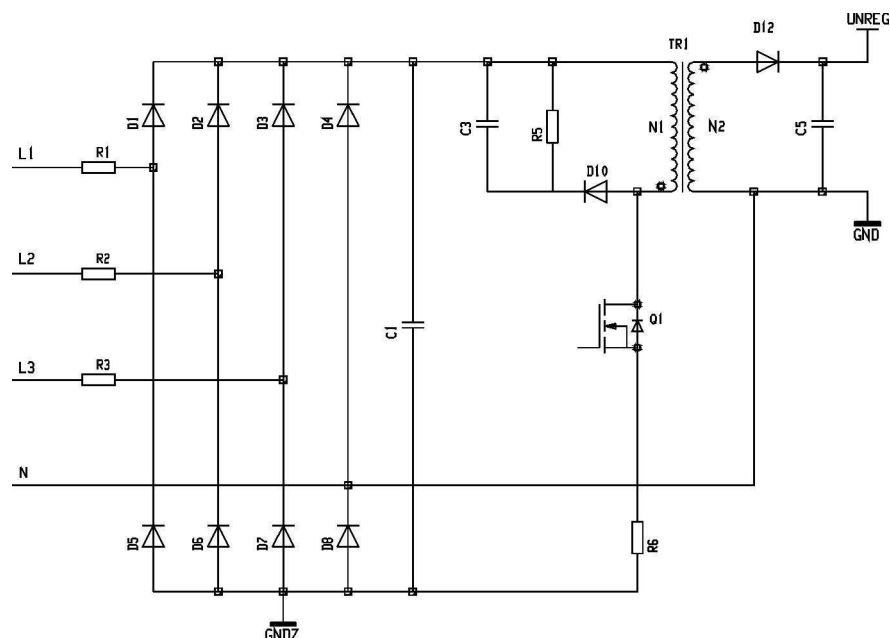
Slika 2: Trifazni transformatorski napajalnik

Kot pri kondenzatorskih napajalnikih so tudi v transformatorskih uporabljeni pasivni elementi, zato napajalnik ne generira signalov v frekvenčnem območju konduktivnih motenj.

1.1.3 Stikalni napajalnik

Ko cenovno ugodni kondenzatorski in transformatorski napajalniki ne ustrezajo tehničnim zahtevam aplikacije, je možna izbira med različnimi topologijami stikalnih napajalnikov. Na primer zahtevnejše aplikacije smo naleteli tudi pri razvoju napajalnika za napajanje trifaznega števca z DLC komunikacijo, pri katerem se zahteva širok razpon vhodne napetosti. Za izvedbo napajalnika moči do nekaj W, kolikor znaša poraba števca, sta

primerni topologija pretvornika navzdol in topologija zapornega pretvornika z galvansko ločitvijo (fly-back). Ker mora števec delovati tudi brez ničelnega vodnika, mora biti omrežna napetost polnovalno usmerjena. Delovanje merilnega dela je pogojeno s potencialom ničelnega vodnika, zato je bila izbrana topologija zapornega pretvornika z galvansko ločitvijo (slika 3).



Slika 3: Zaporni pretvornik z galvansko ločitvijo

S to topologijo je možno zadostiti vsem zahtevam iz podpoglavja 1.1, saj omogoča obratovanje v širokem območju vhodne napetosti. Izhodna napetost U_{NREG} je neodvisna od vhodne napetosti, zalogo energije za čas shranjevanja podatkov pa je možno zagotoviti tako na primarni strani s kondenzatorjem C_1 kot na sekundarni strani transformatorja s kondenzatorjem C_5 . Ustrezno regulacijsko vezje poskrbi za stabilno izhodno napetost (U_{NREG}) in za majhno porabo napajalnika v prostem teku, tako da izkoristek napajalnika tudi pri obremenitvi pod 1 W presega 70 %.

Elektronski porabniki v števcu zahtevajo za pravilno delovanje stabilno in po amplitudi natančno nastavljeno napetost, zato je napajalnik zasnovan s kaskadno vezavo zapornega pretvornika z galvansko ločitvijo in pretvornika navzdol. Slednji ni predmet tega dela, zato na sliki 3 ni prikazan. Izhodna napetost zapornega pretvornika je preko povratne zanke grobo regulirana na vrednost $U_{NREG} = 25$ V, ki jo nadalje s pretvornikom navzdol pretvorimo v zahtevane parametre. Pretvornika sta med seboj sklopljena preko elektrolitskega kondenzatorja, ki poleg funkcije glajenja napetosti U_{NREG} omogoča tudi zalogo električne energije v času izpada omrežne napetosti. Ker je zaloga energije

izvedena na sekundarni strani, nam zmanjšanje napetosti U_{NREG} pod določeno amplitudo služi tudi za informacijo o izpadu omrežne napetosti. Prenos informacije o izpadu omrežne napetosti s primarne strani zapornega pretvornika na sekundarno stran v tem primeru ni potreben.

Prednost stikalnega napajalnika pred transformatorskim napajalnikom so manjše dimenzije in s tem manjša masa napajalnika, saj je v trifaznem stikalnem napajalniku le en visokofrekvenčni transformator, v trifaznem transformatorskem napajalniku pa so trije transformatorji z delovno frekvenco 50 Hz. Poleg tega je, glede na delovno frekvenco, transformator lahko bistveno manjši od omrežnega transformatorja enake moči, kar je moč razbrati iz

$$V = P \cdot \frac{2\mu_0\mu_e}{B^2} \cdot \frac{1}{f} \quad (2)$$

Parametra magnetna gostota (B) in permeabilnost (μ_e) v (2) opisujeta magnetne lastnosti jedra transformatorja preko katerih lahko z izbiro kakovostnega materiala vplivamo na velikost jedra. Vendar pa je pri enaki moči transformatorja precej bolj poljubno spremenljiva stikalna frekvenca pretvornika. Z zviševanjem le-te je namreč moč nadoknaditi vpliv manjše vrednosti magnetne gostote visokofrekvenčnih mehkomagnetnih materialov in na ta način zmanjšati dimenzije jedra.

$$N = \frac{u_i}{k \cdot B \cdot A_e \cdot f} \quad (3)$$

V prostornina jedra in zračne reže,

P nazivna moč transformatorja,

B magnetna gostota v jedru,

μ_e ... efektivna permeabilnost jedra z zračno režo,

μ_0 ... permeabilnost praznega prostora,

u_i ... inducirana napetost,

N število ovojev navitja,

k faktor oblike napetosti,

A_e ... efektivni presek jedra,

f delovna frekvenca transformatorja.

Z zviševanjem delovne frekvence transformatorja se za enako preneseno moč sorazmerno zmanjša volumen jedra, hkrati pa se pri enaki inducirani napetosti (u_i) zmanjša število ovojev (3). Zato je celotni volumen transformatorja (jedra + navitja) obratno sorazmerna z delovno frekvenco. Izjema je le debelina izolacije med navitji, ki je pogojena z zahtevano prebojno trdnostjo.

2. Delovanje zapornega pretvornika

Stikalni napajalnik – v našem primeru zaporni pretvornik z galvansko ločitvijo - predstavlja vir elektromagnetnih motenj. Vzrokov za njihov nastanek je več, razvidni pa bodo iz podrobnejše analize delovanja napajalnika.

2.1 Idealizirano vezje

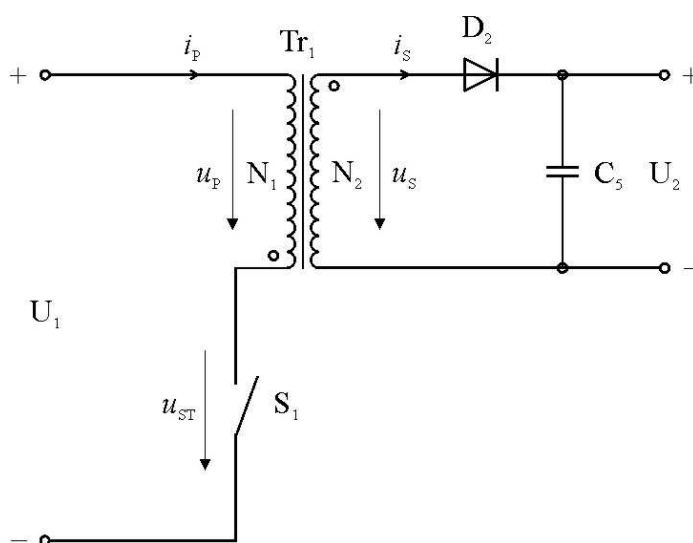
Osnovno shemo (slika 4) zapornega pretvornika sestavljajo vir enosmerne napetosti U_1 , transformator Tr_1 , stikalo S_1 , usmerniška dioda D_2 in gladilni kondenzator C_5 . Analizo delovanja bom pričel s predpostavko, da so naštetni elementi idealni (brez parazitnih kapacitivnosti, induktivnosti in upornosti, ter da so preklopni časi stikal trenutni). Nadalje naj velja, da je število obojev primarnega in sekundarnega navitja transformatorja v razmerju

$$p = \frac{N_1}{N_2}. \quad (4)$$

Obliki napetosti na primarnem in sekundarnem navitju transformatorja sta si identični, amplitudi pa sta v razmerju števila obojev. Polariteta inducirane napetosti je odvisna od smeri navijanja navitij, kar označimo s piko na začetku vsakega navitja.

Čas, ko je stikalo S_1 sklenjeno, definiramo kot t_{on} , čas, ko je stikalo razklenjeno pa t_{off} . Celotna stikalna perioda znaša

$$T = t_{on} + t_{off} = \frac{1}{f}. \quad (5)$$



Slika 4: Topologija zapornega pretvornika

Predpostavimo, da je pred nastopom trenutka t_0 (slika 5), stikalo S_1 razklenjeno. Tok skozi primarno in sekundarno navitje transformatorja ne teče, napetost na kondenzatorju C_5 pa je enaka izhodni napetosti U_2 . Napetost U_1 je enosmerna in konstantna, napetost na primarnem navitju transformatorja je enaka razliki med napetostjo U_1 in napetostjo na stikalu

$$u_p = U_1 - u_{ST} . \quad (6)$$

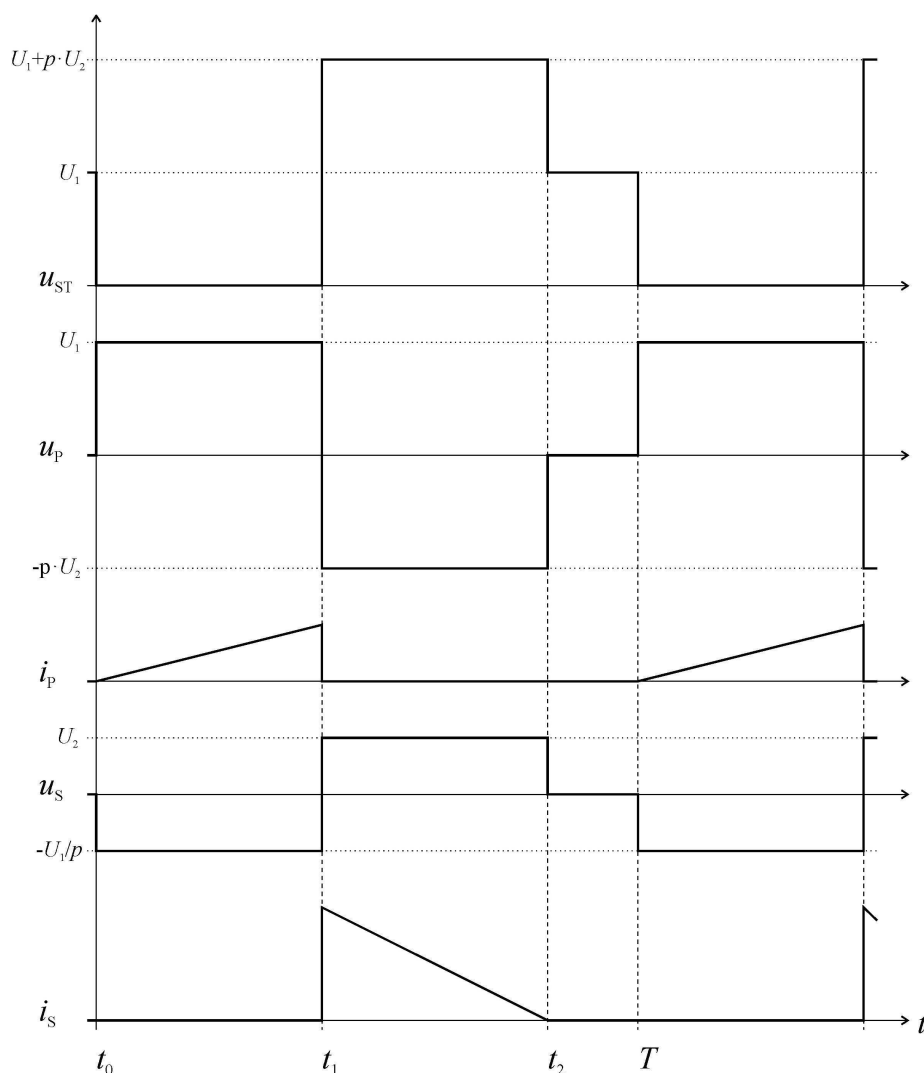
V trenutku t_0 vklopimo stikalo S_1 . Skozi primarno navitje steče tok i_p , ki magneti jedro transformatorja. Primarni tok enakomerno narašča do vrednosti

$$I_{p\max} = \frac{U_1 \cdot t_1}{L_1} . \quad (7)$$

Skladno s prestavo transformatorja (p) se na sekundarnem navitju inducira napetost

$$u_s = -\frac{u_p}{p} \Rightarrow u_s(t_0 \text{ do } t_1) = -\frac{U_1}{p} , \quad (8)$$

katere polariteta je odvisna od smeri navijanja. Smeri navijanja na sliki 4 ustreza v času t_{on} negativna polariteta inducirane napetosti. Dioda D_2 je v tem času zaporno polarizirana, zato tok skozi sekundarno navitje ne teče. Energija, ki jo dovajamo primarnemu navitju, se v obliki magnetne energije kopiči v jedru transformatorja. V trenutku t_1 stikalo S_1 izklopi in prekine tok i_p skozi primarno navitje transformatorja.



Slika 5: Idealni poteki napetosti in tokov zapornega pretvornika

Magnetni pretok v jedru transformatorja se ne more spremeniti skočno, zato se na navitjih inducira napetost nasprotne polaritete. Ko napetost u_S preseže napetost U_2 na gladilnem kondenzatorju, postane dioda D_2 prevodno polarizirana. Posledično steče skozi tok, ki se zaključuje skozi breme in gladilni kondenzator. Inducirana napetost na sponkah sekundarnega navitja vzdržuje tok v sekundarnem tokokrogu dokler se jedro transformatorja v celoti ne razmagnetni. Opisani pojav sovpada s časovnim intervalom $t_1 - t_2$ na sliki 5. Sočasno se v času razmagnetjenja jedra na primarnem navitju inducira napetost v višini izhodne napetosti napajalnika transformirane na primarno stran transformatorja

$$u_P(t_1 \text{ do } t_2) = -p \cdot U_2 . \quad (9)$$

V intervalu $t_1 - t_2$ je napetost na stikalu S_1 enaka vsoti napajalne in inducirane napetosti na primarnem navitju ($u_{ST}(t_1) = U_1 + p \cdot U_2$), med tem ko znaša amplituda toka skozi sekundarno navitje

$$I_{S \max} = p \cdot I_{P \max} . \quad (10)$$

Tok i_S enakomerno upada s strmino, ki je odvisna od amplitude napetosti U_2 in induktivnosti sekundarnega navitja L_2

$$\frac{di_S}{dt} = -\frac{U_2}{L_2} . \quad (11)$$

Če je razmerje vhodne napetosti U_1 in izhodne napetosti U_2 enako prestavi p , je čas naraščanja primarnega toka enak času upadanja sekundarnega toka. Magnetna energija, ki je shranjena v jedru transformatorja, se v trenutku t_2 v celoti pretoči v gladilni kondenzator (C_5) in breme. Transformator postane do izteka stikalne periode (T) pasiven element. V tem času na navitjih transformatorja ni inducirane napetosti, prav tako skozi navitji ne teče tok. Napetost na stikalu S_1 je enaka napajalni napetosti pretvornika (U_1). Po preteku stikalne periode T stikalo ponovno vklopi, nakar se stikalni cikel ponovi.

Zaporni pretvornik dimenzioniramo glede na zahtevano moč bremena in glede na amplitudno območje vhodne napetosti U_1 . Pri tem je možno spreminjati amplitudo toka i_P , induktivnost primarnega navitja L_1 in stikalno frekvenco f . Na podlagi energije, ki se v eni stikalni periodi shrani v jedru transformatorja, določimo preneseno moč

$$P = \frac{L_1 \cdot I_{P \max}^2 \cdot f}{2} . \quad (12)$$

Stikalna frekvenca in največja možna induktivnost L_{\max} primarnega navitja sta povezani preko minimalne vhodne napetosti $U_{1 \min}$

$$L_{\max} = \frac{U_{1 \min}}{I_{P \max}} t_{on} ; \quad t_{on} = \frac{0.45}{f} , \quad (13)$$

pri kateri mora števec električne energije doseči polno funkcionalnost. Pri klasičnem zapornem pretvorniku brez posebnega vezja za ugotavljanje razmagnetenja jedra transformatorja lahko znaša vklopni čas t_{on} stikalnega tranzistorja največ 45 % celotne periode. Na ta način se izognemo možnosti, da bi jedro transformatorja prišlo v nasičenje.

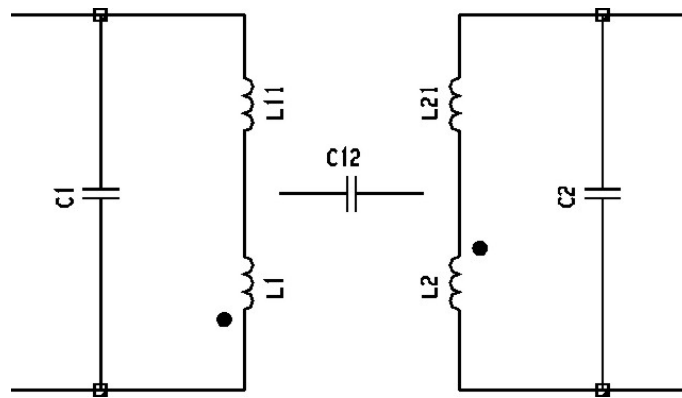
2.2 Vpliv realnih elementov na delovanje zapornega pretvornika

Popolnejšo sliko delovanja zapornega pretvornika dobimo, če v vezju upoštevamo tudi realne lastnosti elementov kot so stresane in parazitne induktivnosti ter parazitne kapacitivnosti, ki se jim v praksi ne moremo izogniti. Parametri realnih elementov vplivajo tako na obliko kot na amplitudo tokov in napetosti v vezju. V zapornem pretvorniku s slike 4 ima kondenzator C_5 poleg kapacitivnosti tudi določeno serijsko upornost in induktivnost ter paralelno upornost. Podobna ugotovitev velja tudi za ostale elemente v vezju. Ob upoštevanju vseh realnih lastnosti elementov postane nadomestna shema pretvornika obširna in nepregledna, s stališča podajanja osnovnega delovanja vezja pa neuporabna. Ker se bom v delu osredotočil zgolj na obravnavo konduktivnih motenj zapornega pretvornika, bodo podrobneje predstavljene le tiste parazitne kapacitivnosti in induktivnosti komponent, ki so za nastanek omenjenih motenj bistvenega pomena.

2.2.1 Visokofrekvenčni transformator

Vir konduktivnih motenj v zapornem pretvorniku predstavlja sklop stikalnega tranzistorja in transformatorja, zato je v postopku zniževanja motenj nujna analiza tega sklopa. Pri stikalnem tranzistorju so možnosti vplivanja na njegove lastnosti minimalne, saj gre za komercialno dostopen element z vnaprej znanimi parazitnimi parametri (kapacitivnost in induktivnost). Kljub temu je treba tekom postopka načrtovanja napajalnika te parametre skrbno upoštevati. Precej obsežnejše so možnosti načrtovanja transformatorja, ki je po meri izdelan element in ga je možno prilagoditi zahtevam načrtovalca. Zaradi preglednosti bo v nadaljevanju analiziran transformator z dvema navitjema, izsledke pa je možno razširiti tudi na izvedbo z večjim številom navitij.

Nadomestna shema stikalnega transformatorja za obravnavo konduktivnih motenj se bistveno razlikuje od nadomestne sheme močnostnega transformatorja, ki podaja analizo funkcijskega delovanja. Pri obravnavi konduktivnih motenj transformator ponazorimo z dvema ločenima navitjema in z dodanimi parazitnimi elementi. Nadomestno shemo stikalnega transformatorja za potrebo analize konduktivnih motenj kaže slika 6. Zaradi lažje obravnave bom v nadaljevanju zanemaril ohmski upornosti navitij, saj sta v primerjavi z njuno impedanco zanemarljivi.

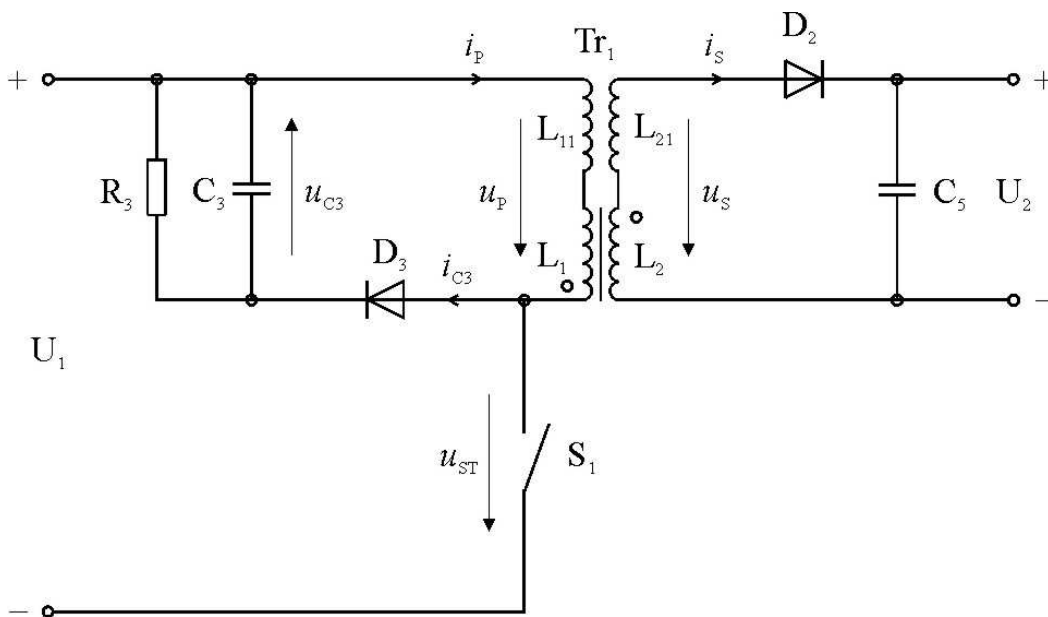


Slika 6: Poenostavljena nadomestna shema stikalnega transformatorja

Pri zapornem pretvorniku sta ključna parametra pri prenosu energije iz primarnega v bremenski tokokrog induktivnost primarnega in sekundarnega navitja, ki sta med seboj magnetno sklopljeni. Na sliki 6 sta to lastna induktivnost primarnega navitja L_1 in lastna induktivnost sekundarnega navitja L_2 . Del induktivnosti posameznega navitja, ki ni sklopljeno z ostalimi navitji transformatorja, imenujemo stresana induktivnost navitja. Stresanje primarnega navitja je na sliki 6 označeno z L_{11} , stresanje sekundarnega navitja pa z L_{21} . Dodatna negativna lastnost navitij, ki pride do izraza zlasti pri višjih frekvencah, je parazitna kapacitivnost. S C_1 in C_2 sta na sliki označeni medvojni kapacitivnosti primarnega in sekundarnega navitja, C_{12} pa označuje kapacitivnost med tema dvema navitjema.

2.2.2 Vpliv stresane induktivnosti na delovanje zapornega pretvornika

Stresana induktivnost primarnega navitja ima na delovanje zapornega pretvornika neugoden vpliv, ker se ob izklopu stikalnega tranzistorja na njej inducira napetost. Ta se dodatno prišteje napetosti na tranzistorju, kar povzroči uničenje stikala. Opisani situaciji se izognemo z dodatnimi razbremenilnimi vezji, ki prenapetost na stikalu omejijo na še dopustno vrednost. Ena od možnih izvedb razbremenilnega vezja, ki je v praksi tudi sicer pogosto uporabljena, je prikazana na sliki 7. Vezje sestoji iz diode D_3 , kondenzatorja C_3 in upora R_3 .



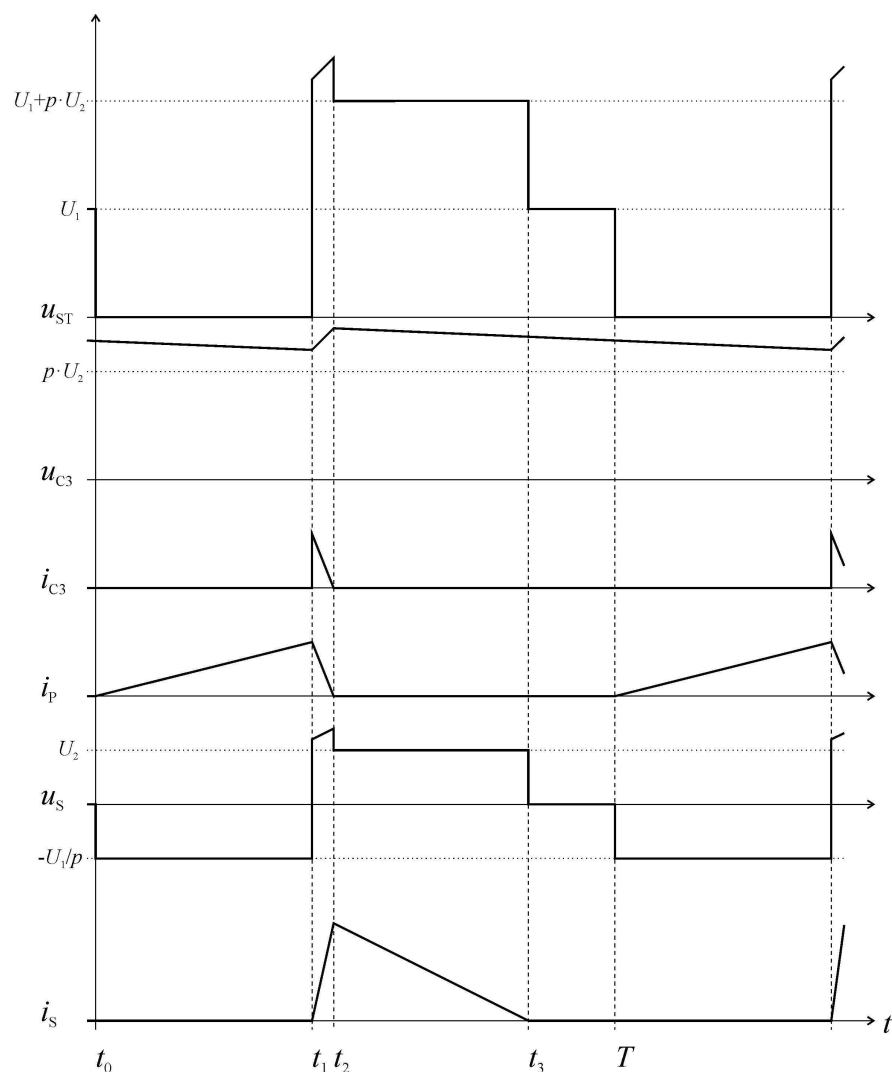
Slika 7: Nadomestna shema zapornega pretvornika z upoštevanjem stresanih induktivnosti in z dodanim razbremenilnim vezjem

Delovanje vezja si pogledjmo s pomočjo potekov napetosti in tokov, ki jih kaže slika 8. Na slednji napetost na primarnem navitju transformatorja ni prikazana, saj je le-ta na podlagi (6) enoumno določena z napetostjo na stikalu u_{ST} . Začetni pogoji pred vklopom stikala S_1 v trenutku t_0 so enaki kot pri obravnavi idealiziranega vezja. Po vklopu stikala je na primarno navitje transformatorja pritisnjena napetost U_1 , zato skozi navitje in stikalo steče tok

$$di_P = \frac{U_1 \cdot dt}{L_1 + L_{11}} \Rightarrow I_{Pmax} = \frac{U_1 \cdot (t_1 - t_0)}{L_1 + L_{11}}, \quad (14)$$

ki doseže enako konično vrednost kot če bi bil transformator idealen. V trenutku t_1 stikalo izklopi in prekine tok skozi primarno navitje.

Sklop primarne in sekundarne lastne induktivnosti se obnaša popolnoma enako kot pri idealnem transformatorju, navzven vidno razliko v obliki napetosti in tokov pa povzročita stresani induktivnosti L_{11} in L_{21} .



Slika 8: Vpliv stresane induktivnosti na poteke napetosti in tokov v zapornem pretvorniku

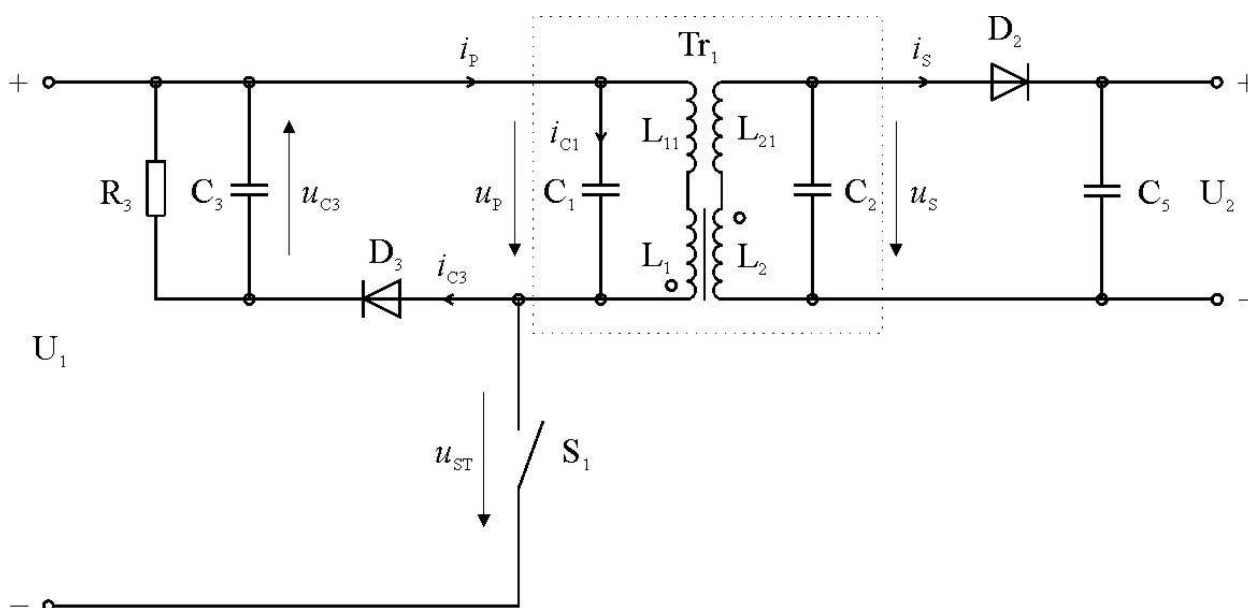
Tok i_p , ki teče skozi primarno stresano induktivnost L_{11} , se ob izklopu stikala ne more skočno spremeniti. Posledično se na induktivnosti L_{11} inducira prenapetost, ki se prišteje napetosti na tranzistorju. Ko inducirana napetost u_p preseže napetost u_{C3} , steče skozi diodo D_3 in kondenzator C_3 tok. Kondenzator C_3 mora biti dimenzioniran tako, da napetost na stikalu pri največji možni amplitudi toka ne preseže dovoljene zaporne napetosti. V času med t_1 in t_2 se energija stresanega polja pretoči v kondenzator C_3 , tokova i_p in i_{C3} pa padeta na vrednost nič. Podobno situacijo imamo zaradi stresanega sekundarnega magnetnega polja. Spremembi sekundarnega toka nasprotuje stresana induktivnost sekundarnega navitja (L_{21}), zato se na njej inducira prenapetost. Ta se skupaj z izhodno napetostjo

pretvornika transformira na primarno stran transformatorja. Ko prenapetost doseže nivo napetostnega razbremenilnega vezja, se del energije, ki bi se pri idealnem transformatorju prenesla v breme, pretoči v kondenzator C_3 . To traja do trenutka t_2 , ko tok skozi sekundarno navitje doseže konično vrednost. Na ta način sekundarna stresana induktivnost L_{21} povzroči, da se del predhodno prenesene energije vrne v primarni tokokrog in nekoristno pretvarja v toploto. Od trenutka t_2 do konca periode T primarna stresana induktivnost ne vpliva na potek tokov in napetosti. Sekundarna stresana induktivnost in lastna induktivnost se upirata upadanju sekundarnega toka (i_s), zato zaporni pretvornik deluje enako kot v primeru, ko je bil obravnavan idealno. Upor R_3 v napetostnem razbremenilnem vezju je namenjen praznjenju kondenzatorja C_3 , dimenzioniran pa mora biti tako, da se do naslednjega izklopa stikala napetost u_{C3} zniža na vrednost, ki ustreza primarni inducirani napetosti v trenutku t_1

$$u_p(t_1) = p \cdot \left(U_2 + L_{21} \frac{di_s}{dt} \right). \quad (15)$$

2.2.3 Vpliv vzporednega nihajnega kroga na delovanje zapornega pretvornika

V nasprotju s stresanima induktivnostma transformatorja je oblika napetosti in tokov v zapornem pretvorniku bistveno bolj odvisna od primarne medvojnne kapacitivnosti, ki jo v vezju na sliki 9 ponazarja kondenzator C_1 . Omenjena kapacitivnost pa ne povzroča destruktivnih prenapetosti ali tokov v vezju. Signali, opisani v tem poglavju, ne vplivajo na delovanje pretvornika, pomembni pa so predvsem s stališča nastanka konduktivnih motenj, ki jih ti signali povzročajo. Zaradi medvojnne kapacitivnosti v vezje ni treba dodati zaščitnih elementov. Vpliv sekundarne medvojnne kapacitivnosti C_2 na obliko tokov in napetosti v pretvorniku je zanemarljiv, saj se njena vrednost, gledano s primarnih spenk transformatorja, zmanjša za kvadrata prestavnega razmerja. Kot bo razvidno iz nadaljevanja vpliva omenjena kapacitivnost zgolj na delovanje stikala. Pri analizi delovanja vezja z upoštevanjem parazitnih kapacitivnosti transformatorja mi bo v pomoč slika 9.



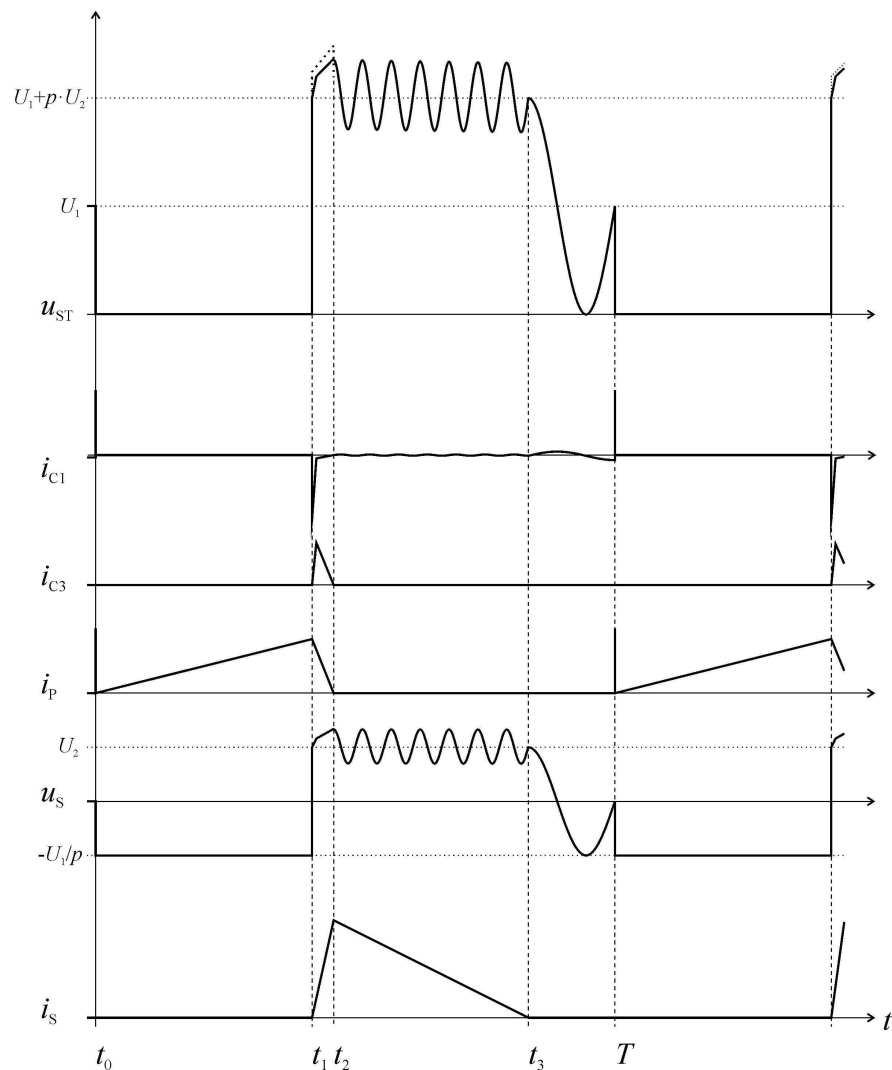
Slika 9: Nadomestna shema zapornega pretvornika z upoštevanjem stresanih induktivnosti, parazitnih kapacitivnosti in z dodanim razbremenilnim vezjem

V primerjavi s sliko 7 se v zapornem pretvorniku z upoštevanjem medvojnne kapacitivnosti C_1 vzpostavi dva dodatna tokokroga. Prvega sestavljajo zaporedno vezani napetostni vir U_1 , kondenzator C_1 in stikalo S_1 , drugega pa induktivnosti L_1 in L_{11} ter kondenzator C_1 .

Ob vklopu stikala S_1 (t_0) steče skozi kondenzator C_1 tokovna konica $i_{C1} = C_1 \frac{du_p}{dt}$ oziroma

Diracov impulz, nakar prične primarni tok (i_p) enakomerno naraščati do maksimalne

vrednosti. Zaradi skočne spremembe primarne napetosti steče tok tudi skozi sekundarno medovojno kapacitivnost C_2 . Ta tok na sliki 10 ni prikazan, saj je identičen toku i_{C1} .



Slika 10: Potek napetosti in tokov pri realnem transformatorju

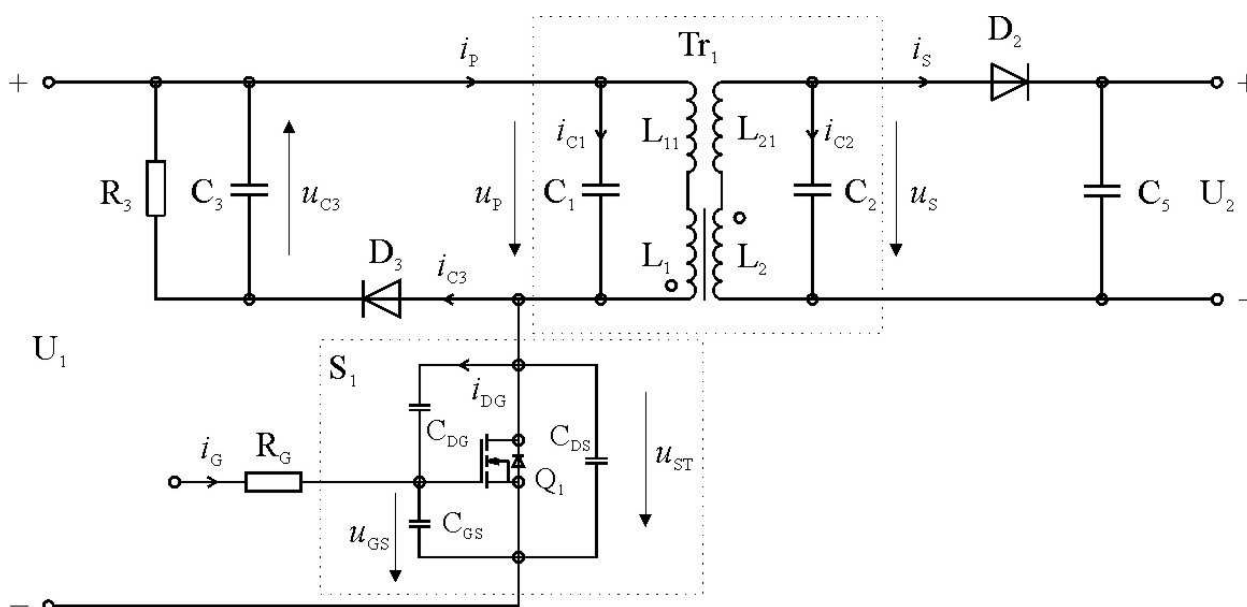
V trenutku t_1 stikalo S_1 izklopi, na navitjih transformatorja pa se tako kot pri idealnem pretvorniku inducirajo ustrezne napetosti. Ker induciranih napetosti nasprotno polaritete glede na polariteto trenutne napetosti na medovojnih kapacitivnostih, stečeta skozi C_1 in C_2 negativni tokovni konici. V primerjavi s sliko 7 je kapacitivnost C_1 v intervalu $t_1 - t_2$ sestavni del prenapetostne zaščite, tok i_{C3} s slike 8 pa se na sliki 10, glede na razmerje kapacitivnosti C_1 in C_3 , razdeli na i_{C1} in i_{C3} . Zaradi medovojnih kapacitivnosti se na stresani induktivnosti inducira nižja napetost kot je bilo prikazano na sliki 8 (črtkana krivulja u_{ST} na sliki 10).

V trenutku t_2 je napetost na kondenzatorju C_1 enaka napetosti u_{C3} , medtem ko pade inducirana napetost na stresani induktivnosti na vrednost nič. Razlika napetosti med u_{C1} in inducirano napetostjo na lastni induktivnosti požene skozi primarno navitje tok i_{C1} . Zaradi vzporednega $L_{11}C_1$ vezja omenjeni veličini nihata vse do trenutka t_3 , ko se jedro transformatorja razmagnetni, magnetni pretok pa preneha vzdrževati inducirano napetost na navitjih. Od tega trenutka dalje se prične skozi navitji transformatorja prazniti kondenzatorja C_1 in C_2 . Zato se v tokokrogih L_1, L_{11}, C_1 in L_2, L_{21}, C_2 vzpostavi nihanje napetosti.

Ob koncu periode T ponoven vklop stikala prekine omenjeno nihanje, nakar se prične nov stikalni cikel.

2.2.4 Millerjev pojav

Millerjev pojav opisuje samodejni ponovni vklop stikalnega elementa, ki ga ob izklopu povzroči močnostni del stikala. V zapornih pretvornikih so najpogosteje uporabljeni napetostno krmiljeni tranzistorji (MOSFET, IGBT), katerih nadomestno vezje je razvidno s slike 11. Od tod je razvidno, da so posamezni priključki stikala med seboj sklopljeni preko parazitnih kapacitivnosti. Zato lahko napetost na tranzistorju (u_{ST}) vpliva preko kapacitivnosti C_{DG} na krmilni del stikala, ki ga ponazarja kapacitivnost C_{GS} med vrati in izvorom.



Slika 11: Nadomestna shema zapornega pretvornika z upoštevanjem medelektrodnih kapacitivnosti realnega stikala

Tok skozi kapacitivnost C_{DG} med ponorom in vrati stikalnega MOSFET tranzistorja je enak

$$i_{DG} = C_{DG} \frac{du_{DG}}{dt}, \quad (16)$$

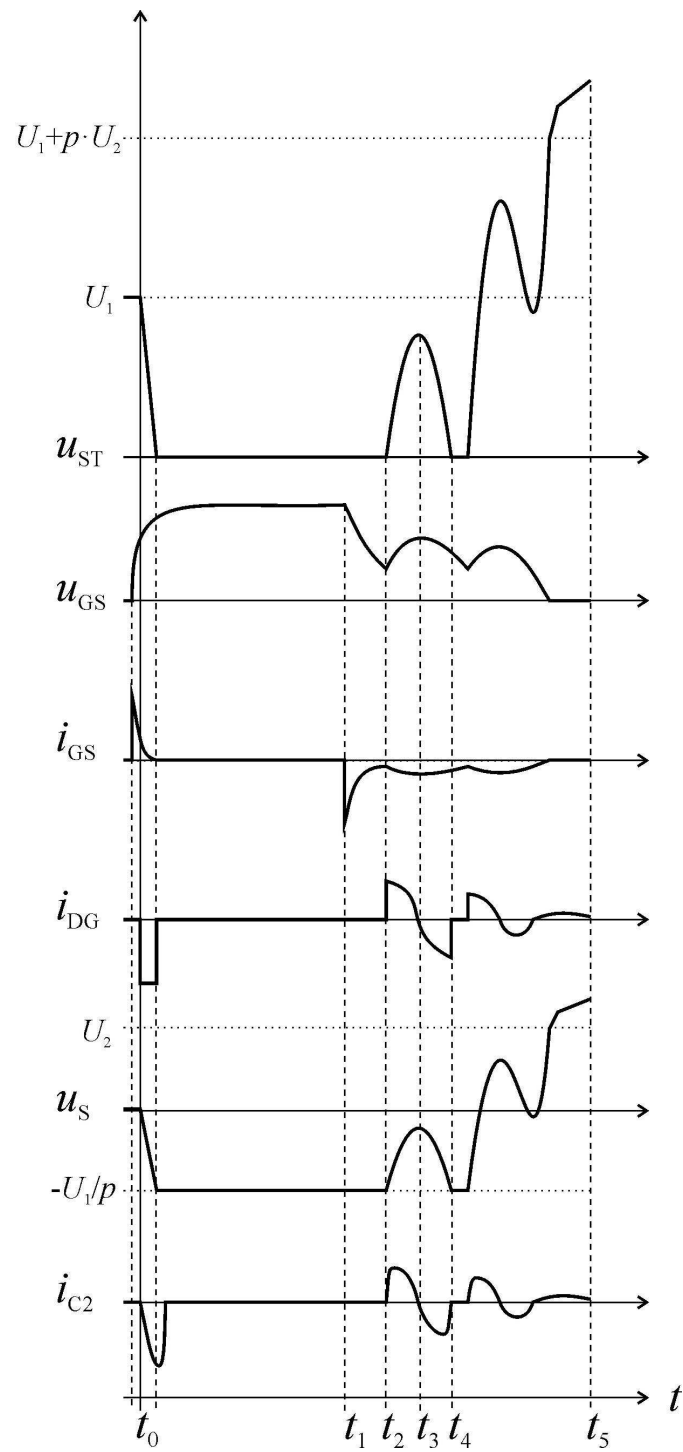
medtem ko je napetost na omenjeni kapacitivnosti

$$u_{DG} = u_{ST} - u_{GS} \approx u_{ST}. \quad (17)$$

enaka razliki med močnostno in krmilno napetostjo stikalnega tranzistorja.

Ker je napetost u_{ST} pri večini zapornih pretvornikov 30 do 60 krat večja od krmilne napetosti, lahko pri poenostavljenem opisu Millerjevega pojava zanemarimo vpliv krmilne napetosti. V tem primeru je tok skozi kapacitivnost C_{DG} sorazmeren strmini naraščanja oz. upadanja napetosti na stikalu (du_{ST}/dt). Do samodejnega vklopa stikalnega tranzistorja pride, če amplituda toka i_{DG} preseže amplitudo krmilnega toka i_G . Ob izklopu je krmilni tok negativen, ker pa je tok i_{DG} po amplitudi večji, krmilna napetost (u_{GS}) na tranzistorju narašča. Proizvajalci sodobnih stikalnih tranzistorjev rešujejo problem samodejnega vklopa z optimiranjem notranjih kapacitivnosti, tako da pri priporočenih razmerah zaradi notranje strukture ne more priti do samodejnega vklopa. Le tega pa lahko povzročijo zunanji dejavniki. Do tipičnega primera samodejnega vklopa pride, če je strmina naraščanja napetosti na MOSFET tranzistorju v času izklapljanja večja od še dopustne. Mehanizem nastanka nekontroliranih ponovnih vklopov stikala bom podal na podlagi slike 12, ki kaže potek vklopa in izklopa z upoštevanju notranjih kapacitivnosti elementa. Tranzistor zvezno preide v prevodno stanje, ko krmilna napetost doseže vklopni prag (t_0). Strmina prehoda je pogojena s strukturo tranzistorja in s krmilno napetostjo. V trenutku t_1 krmilno vezje zahteva izklop tranzistorja, zato tok i_G teče iz kondenzatorja C_{GS} v krmilno vezje. Ko krmilna napetost u_{GS} v trenutku t_2 doseže izklopni prag, tranzistor začne zvezno izklapljati in omejevati tok i_P . Do tega trenutka je znašala napetost na sekundarni medvojni kapacitivnosti $u_S = -\frac{U_1}{p}$, ker pa tok i_P ne more neovirano teči, se na primarnem in

sekundarnem navitju transformatorja dodatno inducira napetost, ki požene skozi sekundarno medvojno kapacitivnost C_2 in induktivnosti L_2 in L_{21} tok. Sočasno se na primarni strani inducira napetost, katere polariteta podpira napetost na tranzistorju (u_{ST}), zato le-ta hitreje narašča.



Slika 12: Millerjev pojav v zapornem pretvorniku

Parameter du_{ST}/dt se poveča. Tok, ki steče skozi kapacitivnost C_{DG} v kapacitivnost C_{GS} , preseže negativni krmilni tok i_G , zato se krmilna napetost zvišuje. Ta v trenutku t_3 doseže vklopni prag, zato začne tranzistor ponovno prevajati, tok skozi primarno navitje transformatorja i_P pa naraščati. Zaradi počasnega naraščanja krmilne napetosti u_{GS} je strmina napetosti u_{ST} v času med t_3 in t_4 manjša kot pri prvem vklopu v trenutku t_0 . Ker pa del toka iz močnostnega tokokroga ne teče več v krmilni tokokrog, krmilno vezje pa še vedno izklaplja tranzistor, krmilna napetost zopet pade pod izklopni prag in poskus izklopa tranzistorja se ponovi. Tokrat je krmilna napetost bistveno nižja kot pri prvem izklopu v trenutku t_1 , zato mora napetost u_{ST} za samodejni vklop doseči višjo amplitudo. Ko je zahtevana amplituda višja od praga prenapetostne zaščite (u_{C3}), se samodejni vklopi končajo.

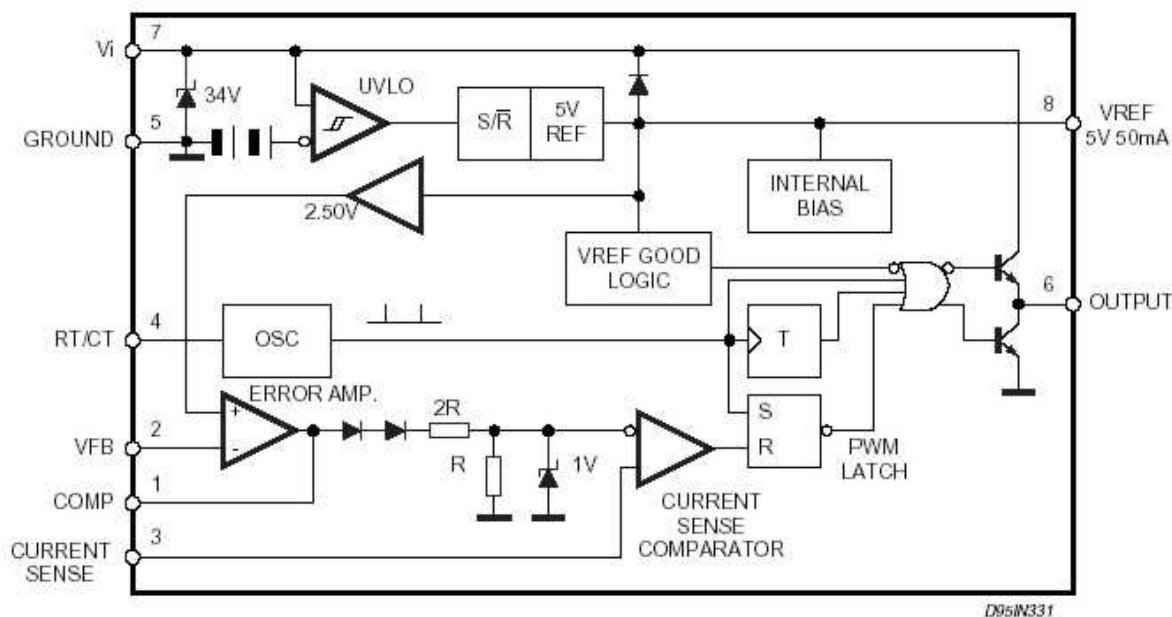
2.3 Krmilno vezje

V večini aplikacij mora zaporni pretvornik zagotoviti stabilno izhodno napetost ali konstanten izhodni tok ob spreminjanju vhodne napetosti in impedance bremena v določenih mejah. Kot je razvidno iz opisa delovanja pretvornika, izhodna napetost ni odvisna od vhodne napetosti kot pri klasičnem transformatorju, pač pa od amplitude primarnega toka in impedance bremena. Če mora pretvornik z lastno induktivnostjo primarnega navitja transformatorja L_1 vzdrževati stabilno izhodno napetost pri spremenljivi porabi bremena P_B ali spremenljivi vhodni napetosti U_1 , mora prilagajati čas t_{on} , ko stikalo prevaja.

$$t_{on} = \frac{2 \cdot P_B \cdot L_1}{U_1^2} \quad (18)$$

Enak učinek dosežemo s spreminjanjem časa t_{off} (stikalo izklopljeno) ali s spreminjanjem stikalne periode T . Za zagotavljanje ustreznih parametrov izhodne napetosti napajalnika mora biti izhodna napetost regulirana. Regulacijsko vezje sestavljajo diskretni elementi ali namensko krmilno vezje in zahtevam prilagojena povratna zanka. Na trgu je na voljo veliko splošno namenskih ali specialnih integriranih vezij za krmiljenje različnih topologij pretvornikov, večina pa jih za regulacijo izhodnih veličin uporablja pulzno širinsko modulacijo (PWM). Pri tej metodi krmilno vezje prilagaja čas t_{on} glede na trenutne vhodne vrednosti (želena in dejanska amplituda napetosti, amplituda toka skozi stikalo) v vezju, spremembe zunanjih veličin (amplituda vhodne napetosti U_1 s slike 11, poraba bremena) pa vplivajo na povratno zanko in s tem v naslednji periodi na krmilno vezje.

Primer integriranega vezja za krmiljenje zapornega pretvornika je prikazan na sliki 13, kjer ima vezje poleg PWM modulacije vgrajene še nekatere druge funkcijske podsklope.



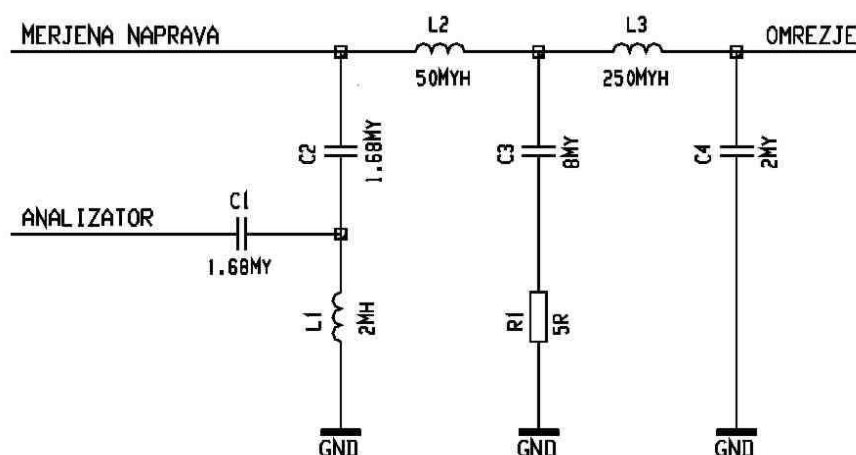
Slika 13: Tipično integrirano vezje za krmiljenje stikala v zapornem pretvorniku

Eden od njih je generator pravokotnih impulzov (OSC), ki določa stikalno frekvenco pretvornika. Slednje je možno nastaviti z zunanjim RC vezjem na priključku 4. Frekvenca impulzov iz OSC se s T flip-flopom deli na polovico, kar v nadaljevanju služi za omejevanje vklopnega razmerja stikala. V vezju je vgrajen operacijski ojačevalnik (error amplifier), ki je običajno uporabljen za primerjanje izhodne napetosti zapornega pretvornika U_2 z notranjo napetostno referenco. Povratno zanko je možno izvesti na negativnem vhodu (priključek 2), za nastavitve odzivnosti regulacijske zanke pa je dostopen tudi izhod operacijskega ojačevalnika na priključku 1. Napetost tega izhoda je pred naslednjim operacijskim ojačevalnikom omejena na največ 1 V, z njo pa se preko priključka 3 primerja trenutna vrednost toka skozi primarno navitje transformatorja. Ko primarni tok preseže primerjalni signal, primerjalnik primarnega toka (current sense comparator) preko RS flip-flopa izhodni signal na priključku 6 resetira oziroma izklopi stikalni tranzistor. Pulznoširinska modulacija je torej izvedena z napetostno povratno zanko, ki vpliva na tokovno omejitvev – če je velikost napetosti na priključku 2 enaka notranji primerjalni referenci, se zmanjša primerjalna napetost za tokovno omejitvev, s tem pa se skrajša čas, v katerem tok skozi primarno navitje transformatorja doseže mejno vrednost. Integrirano vezje vsebuje še izhod referenčne napetosti na priključku 8 za potrebe povratne zanke ter histerezno merjenje napajalne napetosti. Pomemben del vezja predstavlja sklop za zaščito pretvornika v primeru, da je napajalna napetost krmilnega vezja prenizka (UVLO). Ob nastopu takega stanja vezje samodejno zapahne izhodne krmilne impulze in na ta način prepreči nastanek nedefiniranih stanj. Podrobnejši opis delovanja namenskih integriranih vezij je podan v [10, 11 in 12].

3. Obravnava konduktivnih motenj

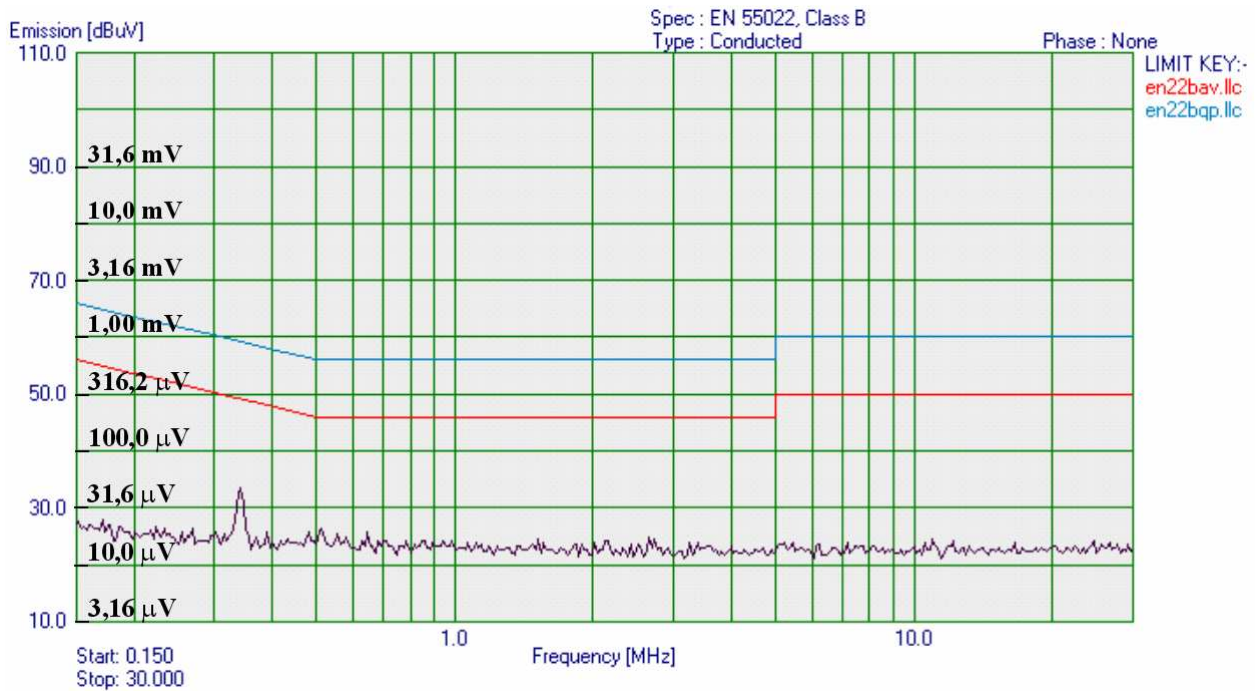
Splošni evropski predpis EN61000-6-3, ki opredeljuje področje elektromagnetnih motenj, je prevzet tudi v Sloveniji. Elektronski števec električne energije spadajo v skupino informacijske opreme, saj združujejo merjenje električne energije s prenosom podatkov po enem od načinov komunikacij. Emisijo sevalnih in konduktivnih motenj informacijske opreme opisuje evropski predpis EN 55022, ki se sklicuje na IEC priporočilo CISPR 22. To priporočilo podrobno opredeljuje načine merjenja konduktivnih in sevalnih motenj, merilne pogoje, razlago rezultatov meritve in predpisuje frekvenčne ter amplitudne meje izmerjenih vrednosti. Elektronske in električne naprave najprej razdeli v dva razreda. V razredu B so naprave, ki so lahko nameščene bližje kot v razdalji 10 metrov od radijskih in televizijskih sprejemnikov in ne motijo njihovega delovanja. Te naprave so prednostno namenjene uporabi v gospodinjstvih in vključujejo baterijsko napajane prenosne naprave, telefone, osebne računalnike in podobno. Pogoji za njihovo skladnost s standardom so strožji kot za razred A. V slednjega spadajo naprave, ki lahko motijo delovanje radijskih in televizijskih sprejemnikov. Njihova uporaba v gospodinjstvih ni omejena, vendar morajo imeti v navodilih za uporabo natisnjeno opozorilo, da naprava lahko v radijsko frekvenčnem področju povzroča motnje. Obravnavani števec električne energije je namenjen merjenju porabe električne energije v gospodinjstvih, zato je bil uvrščen v razred B.

Namen priporočila CISPR 22 je zagotoviti poenotenje različnih narodnih standardov in s tem izdelkov na trgu, ki jih je le z enotnimi meritvami možno medsebojno primerjati in zagotoviti njihovo nemoteno delovanje v bližini ostalih naprav. Merilni postopek pri merjenju konduktivnih motenj je podrobno predpisan z namenom, da so merilni rezultati različnih laboratorijev med seboj primerljivi. Prva zahteva priporočila je, da konduktivne motnje iz omrežja ne smejo vplivati na ugotavljanje ustreznosti merjene naprave. Zato moramo meritve izvesti s pomočjo umetne mreže, ki jo vgradimo med omrežje in merjeno napravo. Umetna mreža je pasivni filter za konduktivne motnje iz omrežja in hkrati napetostni vir z notranjo upornostjo 50 ohmov gledano s priključnih sponk merjene naprave. Shema umetne mreže za en vodnik je prikazana na sliki 14. Skupna točka vezja v umetni mreži GND je povezana z ozemljitvijo naprave.



Slika 14: Shema umetne mreže za en vodnik

Namen umetne mreže je ustvariti enake merilne pogoje za merjenje konduktivnih motenj v različnih laboratorijih. S tem postanejo izmerjeni rezultati med seboj primerljivi ne glede na to, kje in kdaj so bili izmerjeni. Upornost in kapacitivno – induktivni značaj omrežja sta namreč odvisna od priključenih virov in porabnikov ter od prenosnega omrežja, vse to pa se s časom in krajem priključitve merilne opreme spreminja. Umetna mreža oslabi v omrežju prisotne konduktivne motnje pod mejo zaznavanja spektralnega analizatorja. Merjena naprava mora biti med meritvijo priključena na enak način kot v normalnih pogojih delovanja s priključenimi dodatnimi napravami, ki jih takšno delovanje zahteva. Signal na izhodu merilnega dela umetne mreže s slike 14 se izmeri z detektorjem povprečne vrednosti amplitud signala (average detector) in detektorjem navidezne največje amplitude signala (quasi-peak detector), ki sta lahko združena v istem spektralnem analizatorju. Celotno meritev je treba ponoviti za vsak priključni vodnik posebej, pri čemer se rezultati meritev ovrednotijo ločeno. Če izmerjena vrednost konduktivnih motenj v enem vodniku preseže dovoljeno vrednost, v ostalih vodnikih pa je pod dovoljeno mejo, naprava ne pridobi odobritve laboratorija. Frekvenčno in amplitudno področje meritev konduktivnih motenj za razred B je podano na sliki 15, kjer je spodnja, rdeča meja največja dovoljena povprečna vrednost amplitud signala, zgornja, modra meja pa je največja dovoljena quasi-peak vrednost signala.



Slika 15: Dopustne meje konduktivnih motenj

Merjenec ustreza standardu, če so izmerjene vrednosti najmanj 6 dB pod pripadajočo mejo, v nasprotnem primeru pa je treba frekvenčna območja, kjer se rezultati preveč približajo predpisani meji, ponovno izmeriti. Opazovanje signala v kritičnem področju mora trajati najmanj 15 sekund pri vsaki kritični frekvenci. V primeru, da so vse izmerjene vrednosti nižje od pripadajoče mejne vrednosti, je naprava skladna s standardom. Ko pa je izmerjena vrednost nad dovoljeno mejo, izdelek ni skladen s standardom in ga mora načrtovalec prilagoditi.

Na vertikalni osi grafa na sliki 15 je podana amplituda izmerjenega signala v voltih, pri čemer velja naslednja povezava med slabljenjem A [dB μ V] in amplitudo izmerjene napetosti U_{signala} [μ V]

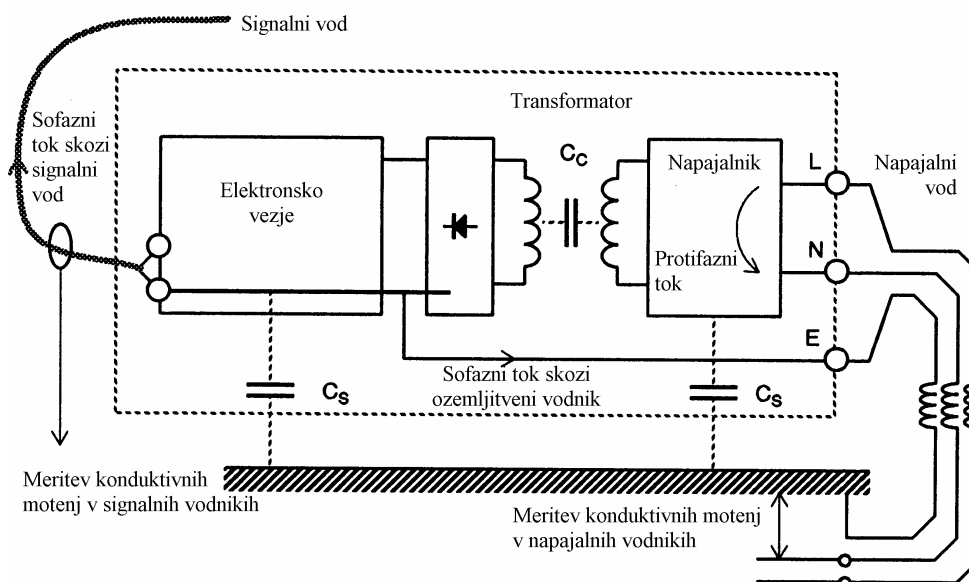
$$U_{\text{signala}} = 10^{\frac{A}{20}} (\mu\text{V}). \quad (19)$$

V frekvenčnem pasu med 500 kHz in 5 MHz znaša dovoljena amplituda izmerjene napetosti na vhodu spektralnega analizatorja pod 200 μ V.

3.1 Razvrstitev signalov

V teoriji konduktivnih motenj so signali, ki jih štejemo med konduktivne motnje, ločeni na protifazne signale in sofazne signale. Obe vrsti signalov - tokove, ki tečejo po napajalnih vodnikih - lahko predstavimo na primeru galvansko ločenega stikalnega napajalnika. Višjeharmonske komponente primarnega toka stikalnega napajalnika pritekajo po faznem vodniku L v napajalnik in ga zapuščajo po nevtralnem vodniku N, kot je prikazano na sliki 16. V normalnem obratovanju tok po ozemljitvenem vodniku ne teče, zato sta si tokova v faznem in nevtralnem vodniku po amplitudi enaka, njuna smer pa je nasprotna. Iz tega razloga je poimenovan protifazni tok (angleško: differential mode current).

Zaradi spreminjanja napetosti med dvema prevodnima površinama med njima teče kapacitivni tok, prav tako teče tok med "anteno" in prevodno okolico. Če je ena od prevodnih površin zemlja ali prevodni ozemljeni del v napravi, druga prevodna površina pa je primarni del napajalnika, potem hitro spreminjanje napetosti na prevodni površini primarnega dela napajalnika skozi kapacitivnost požene tok (slika 16). Le ta v napravo teče po faznem in nevtralnem vodniku, zapušča pa jo po ozemljitvenem vodniku oziroma preko kapacitivnosti do neke prevodne površine, ki je galvansko povezana z ozemljitvijo. Če ima tok v faznem vodniku proti toku v nevtralnem vodniku fazni kot 0° , je definiran kot sofazni tok (angleško: common mode current). Ker obstaja neločljiva fizikalna povezava med tokom in napetostjo, se zgornja definicija uporablja za celotne konduktivne motnje.



Slika 16: Razvrstitev konduktivnih motenj v napravi s stikalnim napajalnikom

Načrtovalec napajalnih sistemov lahko v prizadevanju za zmanjšanje protifaznih konduktivnih motenj posega v nevtralni in fazne vodnike z dodajanjem ustreznih elementov in filtrov. To pa ne velja za omejevanje sofaznih signalov, saj v ozemljitveni vodnik ne smemo posegati, ker ima le-ta zaščitno funkcijo. Zato literatura [8,9] ločeno opisuje ukrepe za zmanjševanje sofaznih in protifaznih konduktivnih motenj.

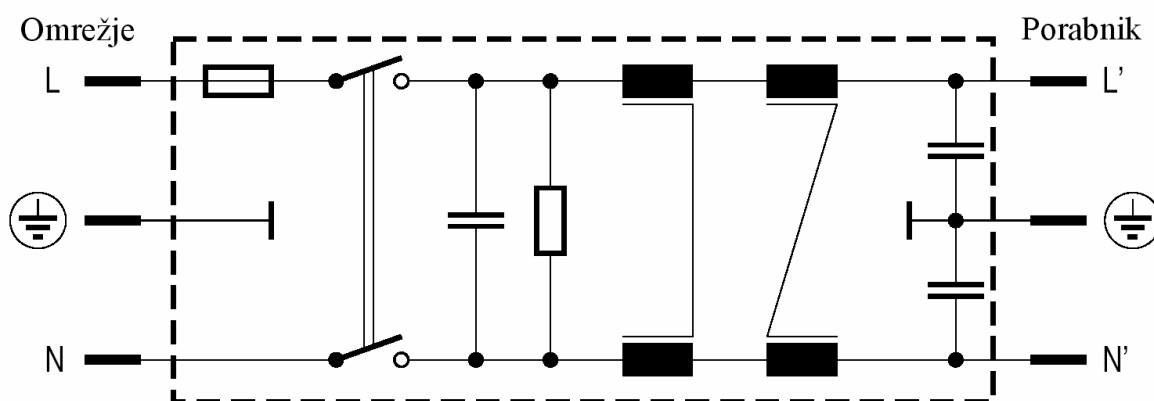
V obravnavanem števcu električne energije ni ozemljenih prevodnih delov, je pa prisotna kapacitivnost med prevodnimi deli v napajalniku in prevodnimi deli v bližini števca. Kot primer vzemimo ozemljeno kovinsko omarico, v kateri je števec montiran. Zato v spektru konduktivnih motenj upravičeno pričakujemo tako sofazne kot protifazne signale. V nadaljevanju ta dva tipa motenj ne bom obravnaval ločeno iz dveh razlogov; filtri za zmanjševanje sofaznih signalov zahtevajo priključitev med fazni, nevtralni in ozemljitveni vodnik (glej sliko 21, kondenzatorja C_{C2}), vendar zadnji v števcu električne energije ni prisoten. Drug razlog pa je eksperimentalno – fizikalni pristop k zmanjševanju konduktivnih motenj, pri katerem sem izhajal iz fizikalnega ozadja nastanka električnih signalov v frekvenčnem območju konduktivnih motenj in iz možnosti vpliva na njihovo amplitudo ter frekvenco. Ločevanje motenj na sofazne in protifazne ter ločeno načrtovanje filtrov pa je matematičen postopek, ki v realnih pogojih zahteva kompromis med točnostjo in obsežnostjo.

3.2 Primeri zmanjševanja konduktivnih motenj

Zmanjševanje konduktivnih motenj predstavlja izziv, h kateremu pristopajo proizvajalci električnih naprav na različne načine. Tekom razvoja obravnavanega napajalnika za napajanje števca električne energije sem posamezne pristope analiziral. Prva dva primera, opisana v nadaljevanju, obravnavata aplikacijo s podobnimi zahtevami, kot so bile podane pri razvoju zapornega pretvornika. Druga dva primera sta vzeta iz konkurenčnih števcov električne energije in obravnavata enako aplikacijo. Ker vsi obravnavani primeri zmanjševanja konduktivnih motenj v električnih napravah in konkurenčnih števcih električne energije temeljijo na uporabi različnih vrst filtrov, so razlike med njimi le v pristopu k izbiri ustreznega filtra. Filtri so sestavljeni iz dušilk in kondenzatorjev v raznih vezavah, njihov namen je slabljenje signalov določenega frekvenčnega področja. V nekaterih primerih so dodani upori za zmanjšanje oscilacij filtra, ki so v medsebojni povezavi dušilk in kondenzatorjev brez ustreznega dušenja običajne. Na trgu so na voljo že narejeni filtri, ki jih načrtovalec le doda svoji napravi, na voljo so komponente različnih tehnologij in izvedb ter posebne komponente, načrtovane za uporabo v filtrih. Načrtovalec pa lahko tudi sam izdelava dušilke ali kondenzatorje, saj so pri komponentah, uporabljenih v filtrih, zelo pomembne njihove parazitne lastnosti.

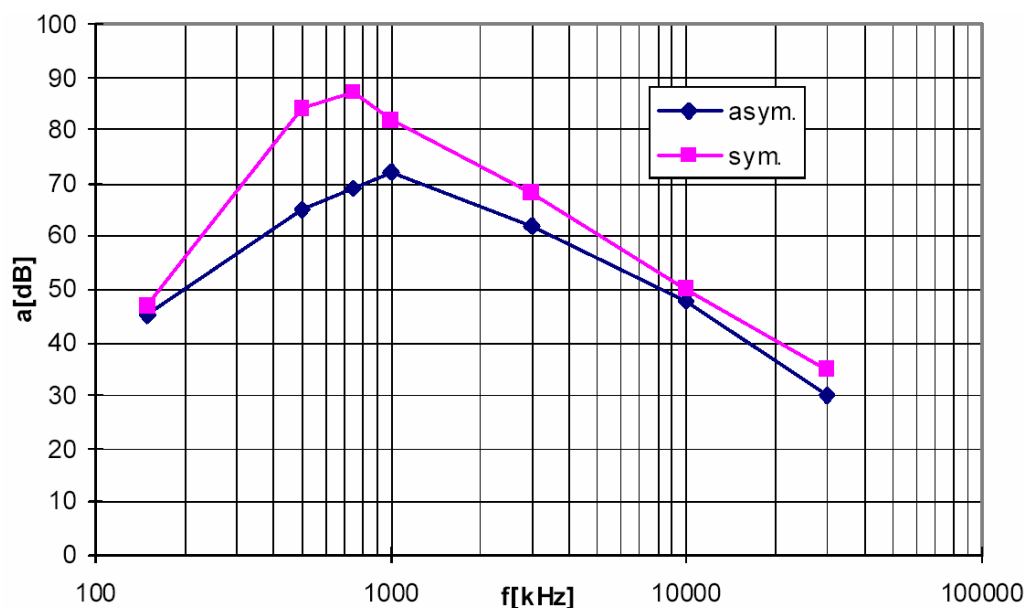
3.2.1 Blokovni način

V večini gospodinjskih električnih naprav in v električnem orodju je uporabljen blokovni način reševanja konduktivnih motenj. V teh primerih se smatra, da načrtovalec slabo pozna teorijo elektromagnetnih motenj in mu je elektromagnetna skladnost naprave le nujno zlo. Pri razvoju navedenih naprav je poudarek na optimizaciji elektromotorjev in mehanskih delov, strošek elektronskih komponent pa v nizu zahtev, ki jih mora načrtovalec med razvojem naprave upoštevati, ni na prvem mestu. V napravo, sestavljeno iz blokov, kot so elektromotor, grelec, nadzorno vezje in podobno, načrtovalec doda blok z imenom filter, ki naj bi služil zmanjševanju konduktivnih motenj. Za proizvodnjo blokovnih filtrov za zmanjševanje konduktivnih motenj se specializirajo posamezni proizvajalci, ki proizvajajo nekaj tipov filtrov s podatki, kot so nazivni tok, nazivna napetost, enofazna ali trifazna izvedba, karakteristiki dušenja sofaznih in protifaznih motenj ter namen uporabe. Primer namenskega filtra za zmanjšanje konduktivnih motenj je prikazan na sliki 17.



Slika 17: Namenski filter za zmanjšanje konduktivnih motenj

Na izbiro so enostopenjski, dvostopenjski in tristopenjski filtri, namenjeni različnim aplikacijam, kot so vhodne stopnje napajalnikov, frekvenčnih regulatorjev, filtri za oklopljene naprave in podobno. Dušenje je dimenzionirano glede na naprave z največjo emisijo motenj, saj kupci blokovnih filtrov običajno nimajo ne znanja ne opreme s področja elektromagnetnih motenj in v teku razvoja naprave ne merijo nivoja motenj. Po vgradnji filtra za ustrezen nazivni tok, nazivno napetost in za pravo aplikacijo gre naprava na teste v akreditiran EMC laboratorij, kjer naj bi pridobila odobritev za prodajo na trgu.



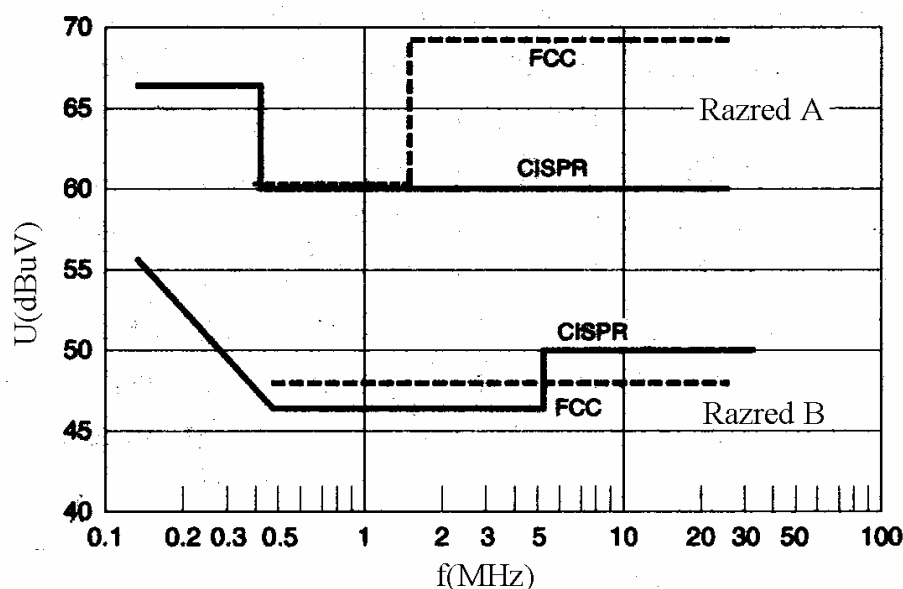
Slika 18: Dušenje sofaznih in protifaznih signalov

Na sliki 18 je prikazano dušenje sofaznih motenj (vijolična črta) in protifaznih motenj (modra črta) enostopenjskega enofaznega filtra za uporabo v vhodnem delu stikalnega napajalnika z nazivnim tokom do 16 A. Kot je razvidno, je večji poudarek namenjen slabljenju sofaznih motenj, saj nekateri napajalniki za zagotovitev galvanske ločitve med vhodno in izhodno napetostjo uporabljajo transformatorje z veliko kapacitivnostjo med posameznimi navitji. Hitri preklopi stikalnega tranzistorja in ozemljene prevodne površine v napajalniku ter ozemljen hladilnik stikalnega tranzistorja pa pripomorejo k visokim amplitudam sofaznega toka.

Slabost omenjenega pristopa je neuskkljenost med funkcijskim delovanjem naprave in elektromagnetno skladnostjo, ki ima za posledico predimenzioniranje filtrov in v nekaterih primerih komaj zadovoljivo delovanje.

3.2.2 Matematični način

Načrtovalci napajalnikov in pripadajočih vhodnih delov naprave z obširnim teoretičnim znanjem uporabljajo matematični pristop k zmanjševanju konduktivnih motenj, ki jih naprava oddaja v omrežje. V literaturi [9] avtor opisuje postopek zmanjšanja konduktivnih motenj na mestu priključnih sponk med napravo in omrežjem, opis se nanaša na enofazno napajani galvansko ločeni zaporni pretvornik s konično preneseno močjo 10 W. V primerjavi s števcem električne energije imata obe napravi enako topologijo napajalnika, podobno porabo električne energije, vhodni del napajalnika je pri števcu električne energije trifazen z nazivno napetostjo 3*230 V, pri obravnavanem napajalniku pa enofazen z nazivno napetostjo 110 V. Avtor je pri svojem delu uporabil standard FCC, del 15, razred A, ki ima tako frekvenčne kot amplitudne meje postavljene na višji nivo kot evropski standard EN 55022. Primerjava omenjenih standardov je podana na sliki 19.

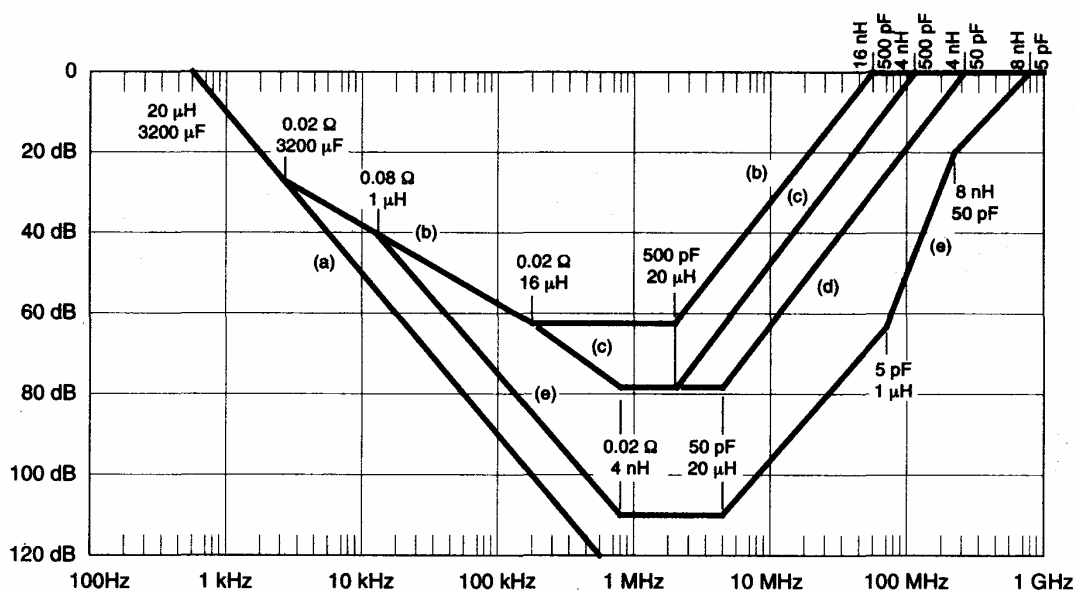


Slika 19: Primerjava med standardoma EN 55022 (CISPR 22) in FCC, del 15

Tako za sofazne (common mode) kot za protifazne (differential mode) signale oziroma tok je bil z upoštevanjem realnih podatkov izračunan filter, nato pa sta bila oba dela z dodanim posebnim gladilnim delom združena v celoto.

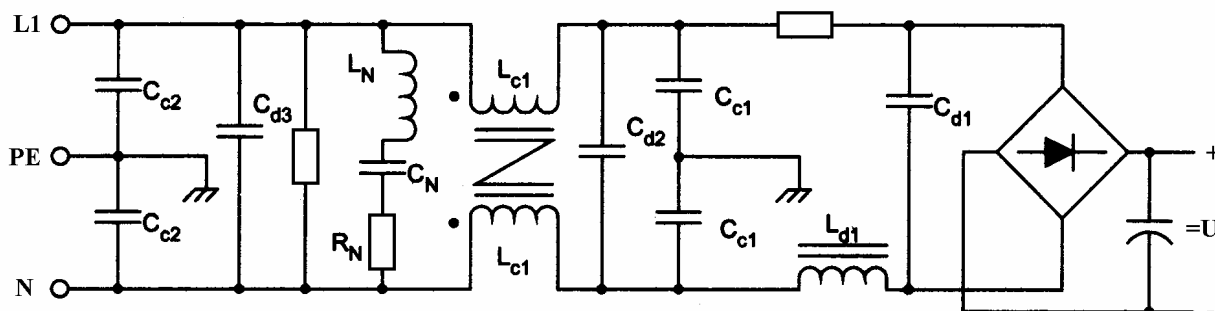
Na podlagi meritev konduktivnih motenj funkcijskega prototipa napajalnika je bilo določeno zahtevano dušenje filtra za protifazne signale, ki bo vgrajen v napravo. Zelena karakteristika dušenja je prikazana na sliki 20, premica (a). Ker imajo realni elementi vedno parazitne kapacitivnosti, induktivnosti in ohmske upornosti, je realno dušenje filtra prikazano s krivuljo (b). Ker pa dušenje ni bilo zadostno, je bil filter drugega reda razširjen

do četrte stopnje, ob tem pa so bili zmanjšani parazitni elementi filtra, čigar dušenje je prikazano s krivuljami (c) do (e).



Slika 20: Teoretično določena karakteristika dušenja posameznih komponent filtra

V postopku načrtovanja filtra ni bilo upoštevano, da meritev konduktivnih motenj zajame amplitude tako sofaznih kot protifaznih signalov, ki so v napajalnih vodnikih vektorsko seštet. Sofazni signali so bili upoštevani ločeno strogo računsko s predpostavko o pravokotni napetosti višine 400 V in razmerja med pulzom ter pavzo $D = 50\%$. Delovna frekvenca napajalnika je bila 200 kHz, predpostavljena kapacitivnost med prevodnimi deli napajalnika in ozemljenimi deli pa 12 pF. Ti podatki načeloma zadostujejo za izračun višjiharmonске komponente sofaznega toka pri najnižji merjeni frekvenci. Iz razmerja dovoljenega in izračunanega toka je bilo določeno zahtevano slabljenje filtra za sofazne signale, nato pa izvedena optimizacija z realnimi komponentami podobno kot za protifazne signale.



Slika 21: Matematično določen filter za zmanjšanje konduktivnih motenj

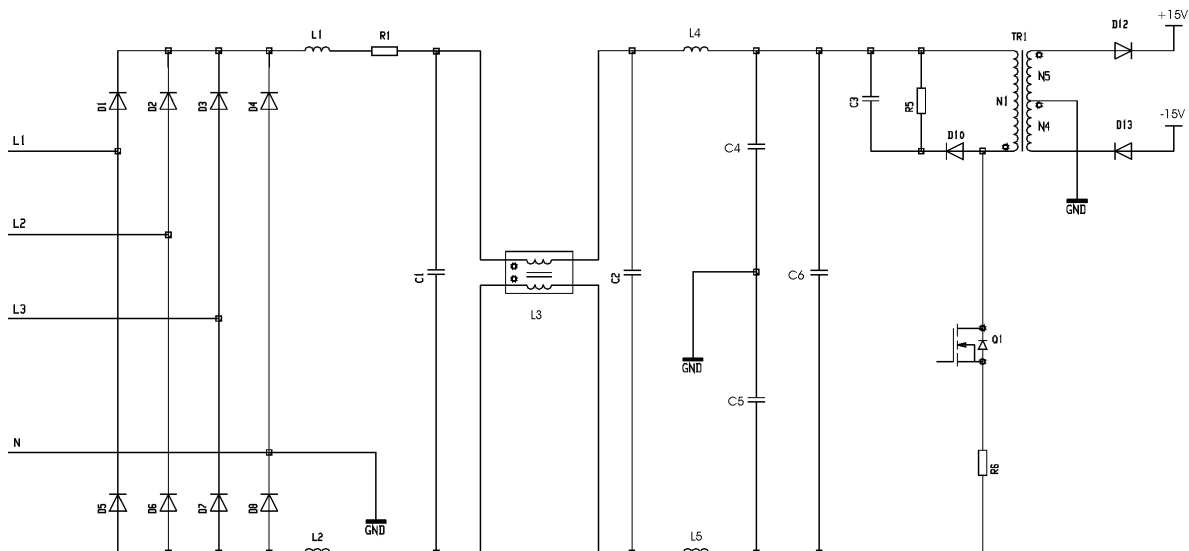
Na sliki 21 so z indeksom C (C_C , L_C) označene komponente, ki so namenjene zniževanju amplitude sofaznih signalov, z indeksom D so označene komponente, namenjene zniževanju amplitude protifaznih signalov ter z indeksom N del filtra, ki je namenjen povečanju stabilnosti filtra oziroma umiritvi odziva izhodne napetosti na pritisnjeno pravokotno stopnico vhodne napetosti.

Glavna slabost omenjene metode je neupoštevanje vira konduktivnih motenj in neupoštevanje medsebojnega vpliva med elementi na tiskanem vezju. Upoštevanje in obvladovanje prvega omogoča načrtovanje vhodnega filtra z manj elementi, medtem, ko se drugo v odvisnosti od parazitnih povezav odraža v dušenju ali ojačanju višjeharmonskih signalov.

Opisana načina zmanjševanja konduktivnih motenj obravnavata zgolj preprečevanje širjenja motenj iz naprave v okolico, ne poglobita pa se v področje nastanka konduktivnih motenj in zmanjševanja neželenih signalov na mestih njihovega izvora.

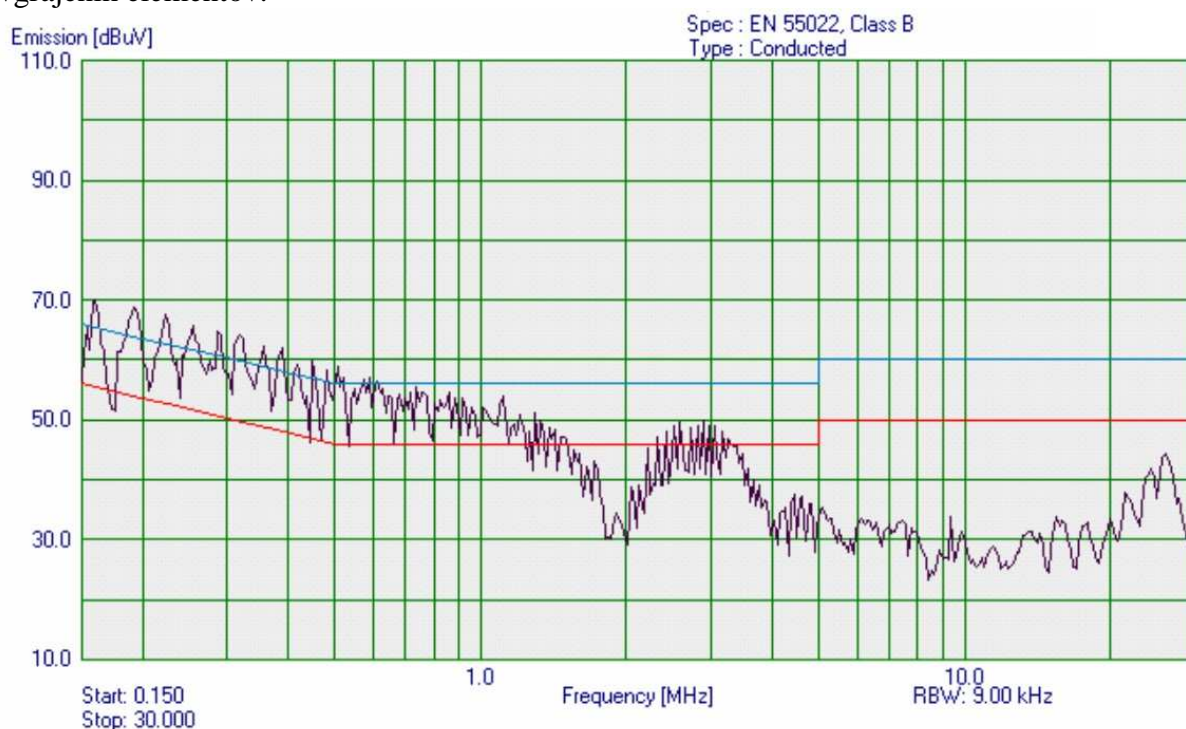
3.2.3 Zmanjševanje konduktivnih motenj v konkurenčnih napravah

Poleg ostalih nalog se razvojniki srečujemo tudi z analizo konkurenčnih vzorcev z namenom pridobivanja podatkov o slabostih in prednostih konkurenčnih izdelkov. V okviru tega dela je bil analiziran napajalnik trifaznega gospodinjanskega števca električne energije priznanega proizvajalca ter izmerjen spekter konduktivnih motenj pri nazivni obremenitvi. Namen analize je bil predvsem pridobiti informacijo glede pristopa konkurenčnih ponudnikov opreme k problematiki zmanjševanja konduktivnih motenj. Napajalnik je bil izveden v zaporni topologiji s transformatorjem (slika 22), masa sekundarnega dela (GND) pa je bila neposredno povezana z ničelnim vodnikom. Zaradi dimenzioniranja polprevodniških komponent na mejno vrednost pritisnjene napetosti je bilo vhodno napetostno območje $3 \times 220 \text{ V} \pm 10 \%$, izhodna napetost pa zaradi ozkega vhodnega napetostnega območja ni bila regulirana. Števec električne energije je sicer deloval enofazno, vendar je bila v tem primeru izhodna napetost pod nazivno vrednostjo in števec ni izpolnjeval določenih predpisov o premostitvi kratkih izpadov omrežne napetosti. Iz neznanega razloga sta bile v povezave med napajalnikom in bremenom ter napajalnikom in omrežjem vgrajene po dve dušilki, poleg tega sta bila v vhodnem delu zapornega pretvornika vgrajena filtra za dušenje sofaznih in protifaznih motenj.



Slika 22: Topologija vhodnega dela zapornega pretvornika pri preventivnem dodajanju filtrov

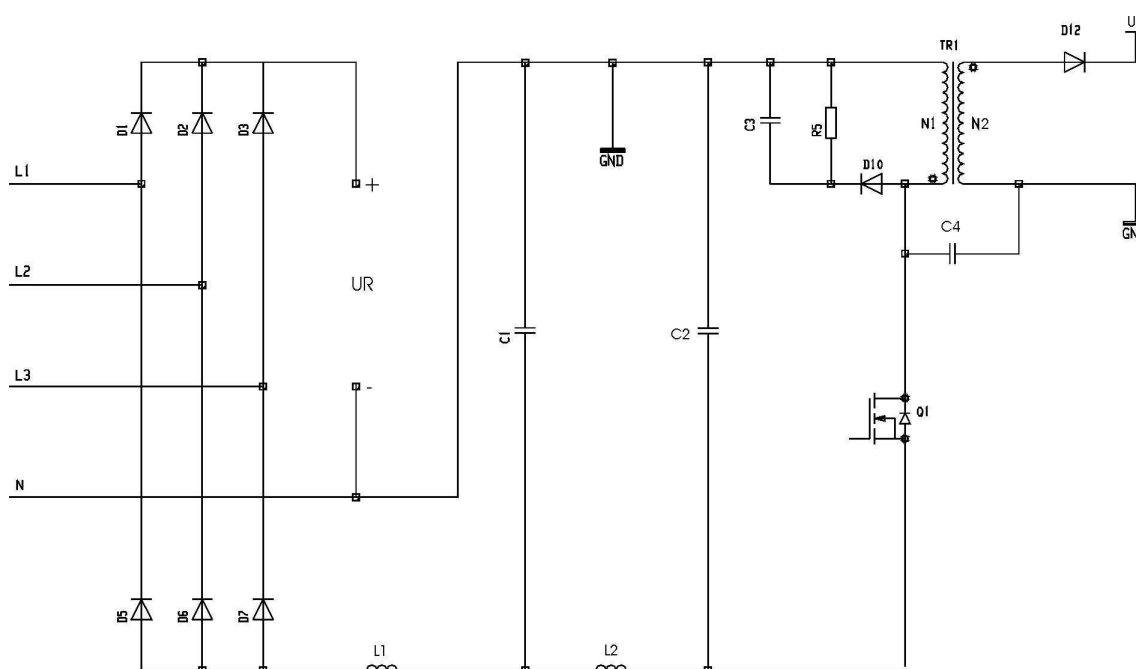
Zaporni pretvornik s filtri in usmernikom brez vhodnega dela je bil izveden kot samostojna enota na lastni plošči tiskanega vezja. Tak pristop dopušča ločeno načrtovanje različnih sklopov naprave in njihovo medsebojno neuskkljenost, kar morda pojasnjuje podvajanje vgrajenih elementov.



Slika 23: Frekvenčni spekter konduktivnih motenj, simetričen v faznih in ničelnem vodniku

Kot je razvidno iz izmerjenega spektra konduktivnih motenj pri nazivnih pogojih (slika 23), amplitude višjeharmonikov osnovne stikalne frekvence (približno 25 kHz) presegajo dovoljeni nivo emisije za naprave, ki se uporabljajo v gospodinjstvih. Vendar zaradi pomanjkanja dokumentacije ni znano, za kateri razred motenj je bil števec načrtovan. Glede na neustreznost analiziranega števca električne energije pri destruktivnih preizkusih je možno, da je bil načrtovan za industrijsko okolje motenj, kjer so dopustni višji nivoji emisije.

Analiziran je bil tudi konkurenčni elektronski števec električne energije z DLC komunikacijo in odklopnikom, ki služi za prekinitev dobave električne energije v primeru neplačanih obveznosti. Odklopnik je bil izveden s štirimi inštalacijskimi odklopniki in enoto za daljinski izklop. Pozitivna usmerjena napetost U_R (slika 24) je uporabljena za krmiljenje odklopnika. Negativna usmerjena napetost (glede na potencial ničelnega vodnika) pa je bila z zapornim pretvornikom transformirana na nivo porabnikov U_B . Vhodno napetostno območje je bilo $3 \times 230 \text{ V} \pm 10\%$, kar je v povezavi s polvalnim usmerjanjem zagotavljalo zelo ozko območje vhodne napetosti.

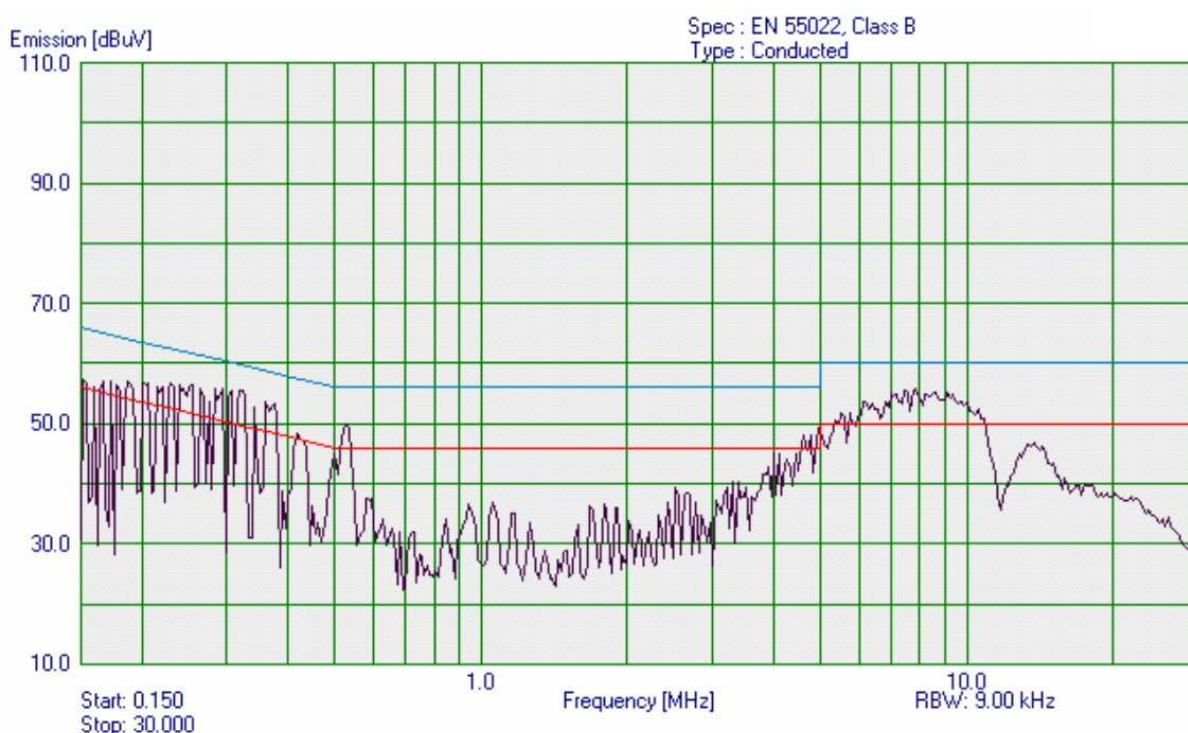


Slika 24: Optimiran filter v vhodnem delu napajalnika

Za napajanje zapornega pretvornika so bili izkoriščeni le negativni polvali faznih napetosti, kar pomeni, da števec električne energije ni deloval brez ničelnega vodnika. S tem ni izpolnjeval predpisa o merilnem razredu, ki določa, da ima števec električne energije ob

izpadu ničelnega vodnika lahko večji pogrešek od nazivnega, mora pa kljub temu delovati. Poleg tega vhodne usmerniške diode niso bile ustrezno zaščitene pred destruktivnimi preizkusi, kot so vklop števca na nazivno napetost in simulacija strele, saj dušilka L_1 ne zagotavlja zadostnega dušenja. Delno odstopanje naprave od zahtev predpisov pa je razumljivo, saj je proizvajalec analiziranega števca električne energije v lasti distribucijskega podjetja in proizvaja števec predvsem za svojega lastnika, to pa omogoča razvoj izdelkov po naročilu.

Jedro zapornega pretvornika je narejeno zelo enostavno z bistabilnim multivibratorjem, ki je nastavljen na določeno razmerje med prožilnim impulzom in premorom, regulacija izhodne napetosti pa je izvedena histerezo, kar pomeni, da ob prenizki izhodni napetosti zaporni pretvornik deluje s polno močjo, ob previsoki izhodni napetosti pa ne deluje. Vmesna stanja ne obstajajo, zato je tok skozi primarno navitje transformatorja bodisi enak nič ali pa konični vrednosti. Zaporni pretvornik posledično nima pretokovne zaščite, čemur je moč pripisati obilno predimenzioniranje visokofrekvenčnega transformatorja.



Slika 25: Spekter konduktivnih motenj konkurenčnega števca električne energije

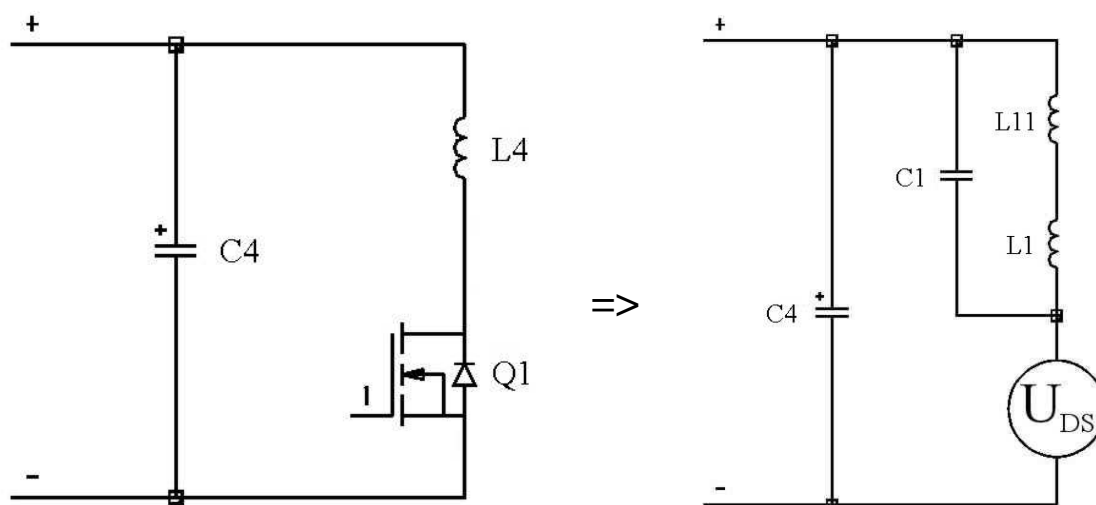
Izmerjeni spekter konduktivnih motenj (slika 25) ustreza predpisani meji za navidezno konično vrednost signala, v nekaterih točkah pa presega mejo za povprečno vrednost amplitud signala. V večini akreditiranih laboratorijev se to obravnava kot še sprejemljivo. Nivo konduktivnih motenj bi bilo možno brez podražitve izdelka znižati na dovoljeno raven z optimizacijo transformatorja, saj je trenutno zapolnjenega le 30 % okna tuljavnika.

Poleg tega je potrebno opozoriti, da spekter konduktivnih motenj s slike 25 ni neposredno primerljiv z ostalimi opisanimi spektri iz tega dela, saj zaporni pretvornik deluje pri bistveno nižji napetosti (fazno napajanje proti medfaznemu napajanju) glede na v nadaljevanju opisani elektronski števec električne energije. Z znižanjem pritisnjene napetosti za faktor $\sqrt{3}$ se bistveno znižajo konice toka skozi medovojno kapacitivnost primarnega navitja transformatorja, s tem pa tudi nivo konduktivnih motenj.

Iz analize konkurenčnih izdelkov je razvidno, da proizvajalci električnih števec konduktivnih motenj ne obravnavajo celostno, saj se problematike lotevajo na način, ki zgolj preprečuje širjenje motenj iz naprave v okolico, medtem ko se z zmanjševanjem motenj na mestu njihovega nastanka ne ukvarjajo.

3.3 Matematična analiza konduktivnih motenj

Za lažjo matematično obravnavo vira visokofrekvenčnih signalov lahko aktivne elemente v vezju, kot sta stikalni tranzistor in hitra usmerniška dioda, predstavimo kot krmiljene napetostne vire, s katerimi opišemo delovanje aktivnih polprevodniških elementov. Zamenjava tranzistorja z napetostnim virom (slika 26) nam omogoča, da delovanje vezja opišemo brez upoštevanja njegovih nelinearnih lastnosti.

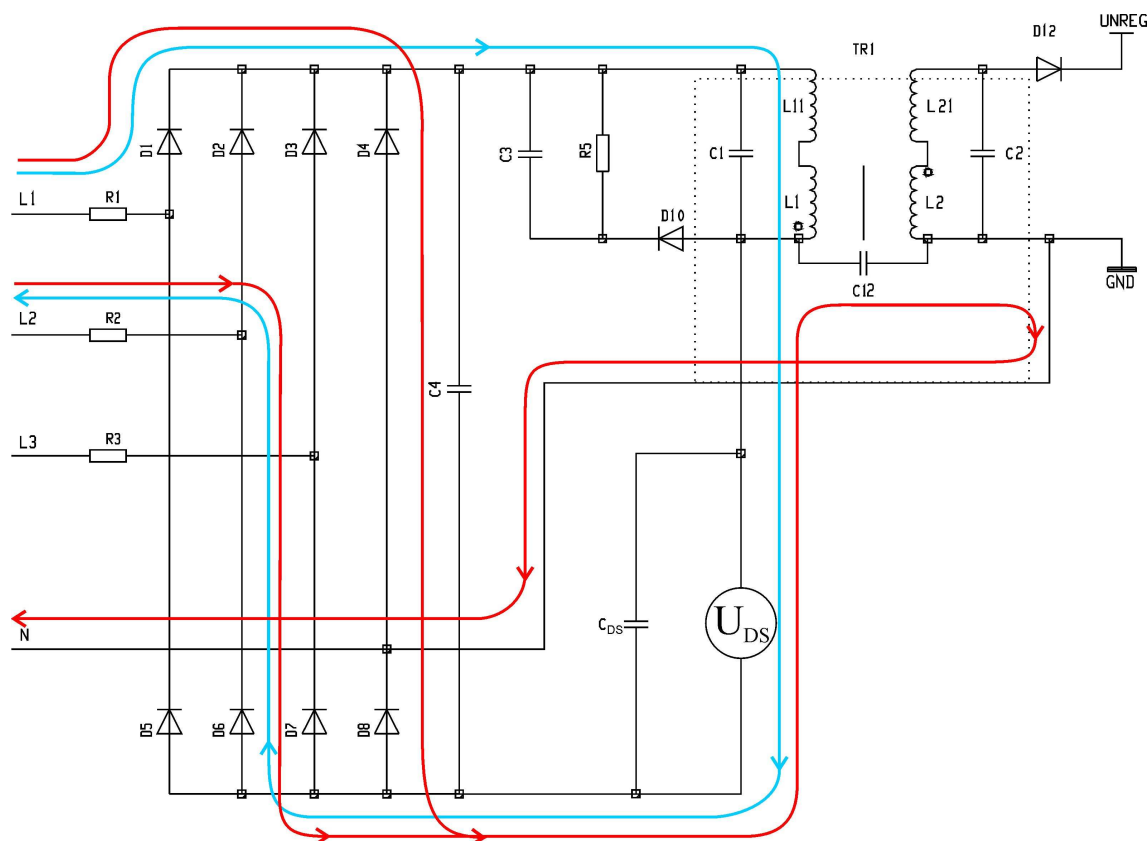


Slika 26: Priredba vezja za lažjo teoretično obdelavo

Primarno navitje L_4 visokofrekvenčnega transformatorja je podano z nadomestno shemo, ki vključuje delovno induktivnost L_1 , stresano induktivnost L_{11} in kapacitivnost med ovoji primarnega navitja C_1 . Nadomestna shema bo v nadaljevanju uporabljena za opis nastanka določenih vrst konduktivnih motenj. Stikalni tranzistor Q_1 je nadomeščen z napetostnim

virom U_{DS} , ta pa povzroča spreminjanje pritisnjene napetosti na primarnem navitju transformatorja.

Tipična visokofrekvenčna tokokroga v zapornem pretvorniku sta prikazani na sliki 27. Z modro črto je označen tokokrog po katerem se zaključuje protifazni tok. Njegova frekvenčna vsebina zajema višjeharmonike osnovne stikalne frekvence in nihanja napetosti na primarni strani transformatorja.



Slika 27: Tokokrogi konduktivnih motenj v zapornem pretvorniku

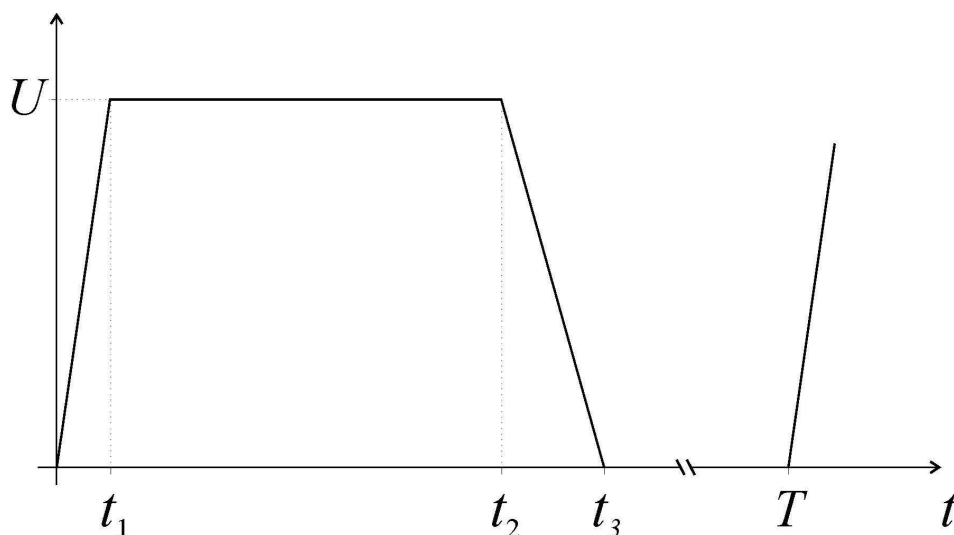
Preko kapacitivnosti med primarnim in sekundarnim navitjem transformatorja TR_1 teče večji del sofaznega toka, katerega tokokrog je na sliki 27 označen z rdečo črto. Navedeni tok je posledica pulzirajoče napetosti U_{DS} . Del sofaznega toka teče skozi parazitne kapacitivnosti v vezju, ki so vzporedne s kapacitivnostjo C_{12} . Ker stikalni tranzistor nima ozemljenega hladilnega telesa, so te kapacitivnosti bistveno manjše kot kapacitivnost med primarnim in sekundarnim navitjem transformatorja. Sofazni tok na sliki 27 teče iz faznih vodnikov L1 in L2 v nevtralni vodnik N glede na trenutno polariteto omrežne napetosti.

Na sliki 27 sta zaradi preglednosti narisani le po ena možna pot za vsako vrsto visokofrekvenčnega toka, seveda pa ta tok teče po vseh priključnih napajalnih vodnikih. Glede na trenutno višino napetosti trifaznega sistema se prilagajata poti toka skozi

usmernik tako za omrežni tok s frekvenco 50 Hz, kot za visokofrekvenčni tok, ki ga standardi opredeljujejo kot konduktivne motnje.

3.3.1 Pritisnjena napetost na primarnem navitju transformatorja

Pritisnjena napetost na primarnem navitju transformatorja ni pravilne pravokotne oblike, saj vklop in izklop stikalnega tranzistorja potekata zvezno. Zato ta napetost spominja na obliko trapeza, kjer sta naraščajoča in padajoča strmina napetosti zaradi lastnosti stikalnega tranzistorja med seboj različni. Oblika napetosti na primarnem navitju, s parametri kot so čas vklopa, izklopa in trajanja impulza, je definirana na sliki 28. Po vklopu stikala primarna napetost do trenutka t_1 naraste do napajalne napetosti U , nato se ustali. Izklop stikala se prične v trenutku t_2 , napetost na primarnem navitju transformatorja pa pade do trenutka t_3 na vrednost 0.



Slika 28: Oblika pritisnjene napetosti na primarnem navitju transformatorja

Impulz se ponovi vsako stikalno periodo T , tako dobimo vlak trapeznih impulzov s frekvenco $f = 1/T$. Napetostna preihanja pri frekvenčni analizi signalov na tem mestu niso upoštevana, ker bodo obravnavana kasneje. S pomočjo Fourierjeve analize lahko obliko napetosti na primarnem navitju razstavimo in dobimo naslednje Fourierjeve koeficiente

$$\begin{aligned}
a_n &= \frac{1}{t} \left(\int_0^{t_1} \frac{U}{t_1} \cdot x \cdot \cos(n \cdot x) dx + \int_{t_1}^{t_2} U \cdot \cos(n \cdot x) dx + \int_{t_2}^t U \cdot \frac{t-x}{t-t_2} \cdot \cos(n \cdot x) dx \right) \\
b_n &= \frac{1}{t} \left(\int_0^{t_1} \frac{U}{t_1} \cdot x \cdot \sin(n \cdot x) dx + \int_{t_1}^{t_2} U \cdot \sin(n \cdot x) dx + \int_{t_2}^t U \cdot \frac{t-x}{t-t_2} \cdot \sin(n \cdot x) dx \right) . \\
c_n &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2}
\end{aligned} \tag{20}$$

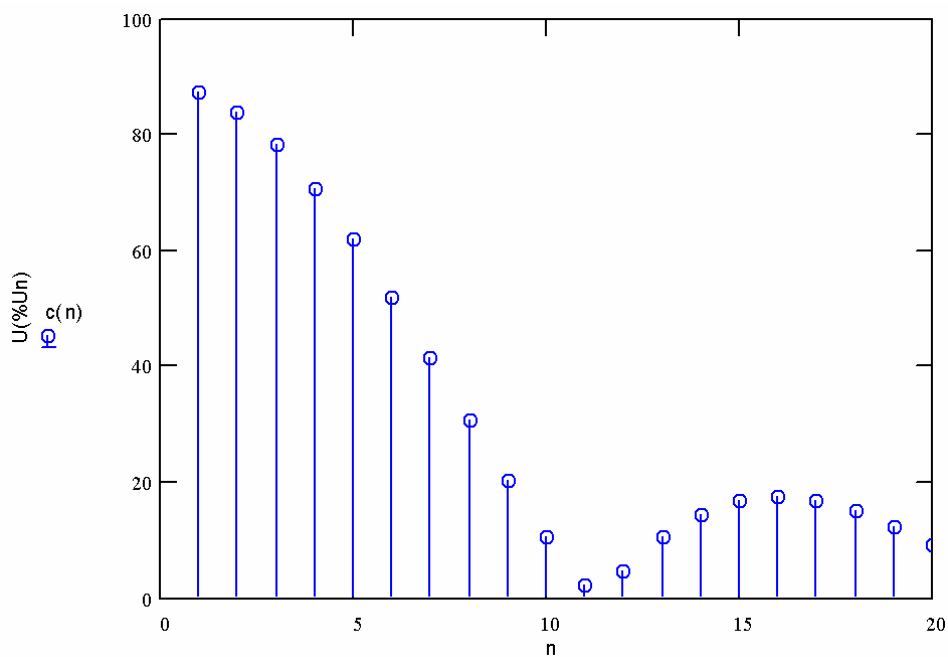
Z njihovo pomočjo je možno analizirati vpliv parametrov oblike signala (naraščajoča in padajoča strmina, trajanje impulza) na amplitudo posameznih višjeharmonskih komponent. Hitrost vklopa in izklopa stikalnega tranzistorja oziroma strmina naraščanja in upadanja napetosti močno vpliva na obliko harmonskega spektra, ki je za izbrano obliko napetosti prikazan na sliki 29. Pri večjih strminah naraščanja in upadanja napetosti (1% časa impulza) ima osnovni harmonik stikalne frekvence amplitudo $c(1) = 0,974 \cdot U$, naslednji višjeharmoniki pa hitro padajo do desetega z amplitudo $c(10) = 0,010 \cdot U$. Ovojnica amplitud višjeharmonikov izrazito pada in narašča na vsakih deset višjeharmonikov. To je razvidno s slike 29, kjer je enajsti višjeharmonik z nizko amplitudo, amplituda petnajstega višjeharmonika pa je zopet višja. V primeru, da naraščajoča strmina zavzema polovico časa impulza, preostali del pa padajoča strmina, je amplituda osnovnega harmonika $c(1) = 0,496 \cdot U$, amplitude naslednjih višjeharmonikov pa počasi upadajo do dvajsetega z amplitudo nič. Ovojnica amplitud je razpotegnjena preko dvajsetih višjeharmonikov z manjšim nihanjem amplitud.

Majhni strmini naraščanja in upadanja napetosti imata negativen vpliv na izgube na stikalnem tranzistorju, saj je le-ta med prehodnim pojavom v linearnem načinu delovanja. Na njem se troši moč, ki je produkt napetosti in toka skozenj. Zato je pri določanju oblike napetosti potrebno najti kompromis med amplitudo konduktivnih motenj in izkoristkom pretvornika.

$$\begin{aligned}
a_n &= U \cdot \frac{t_2 - t + (t - t_2) \cdot \cos(nt_1) - t_1 \cdot \cos(nt) + t_1 \cdot \cos(nt_2)}{t_1 \cdot n^2 \cdot t \cdot (t - t_2)} \\
b_n &= U \cdot \frac{(t - t_2) \cdot \sin(nt_1) - t_1 \cdot \sin(nt) + t_1 \cdot \sin(nt_2)}{t_1 \cdot n^2 \cdot t \cdot (t - t_2)} \\
c_n &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2}
\end{aligned} \tag{21}$$

Rezultate frekvenčne analize je možno pregledno prikazati v obliki diskretnega frekvenčnega spektra (amplituda n -tega višjega harmonika, $n = 1, 2, 3, \dots$). Ker se oblika frekvenčnega spektra spreminja s parametri oblike primarne napetosti, sem pri izračunu diskretnega frekvenčnega spektra (slika 29) uporabil izmerjene vrednosti vklopnih in

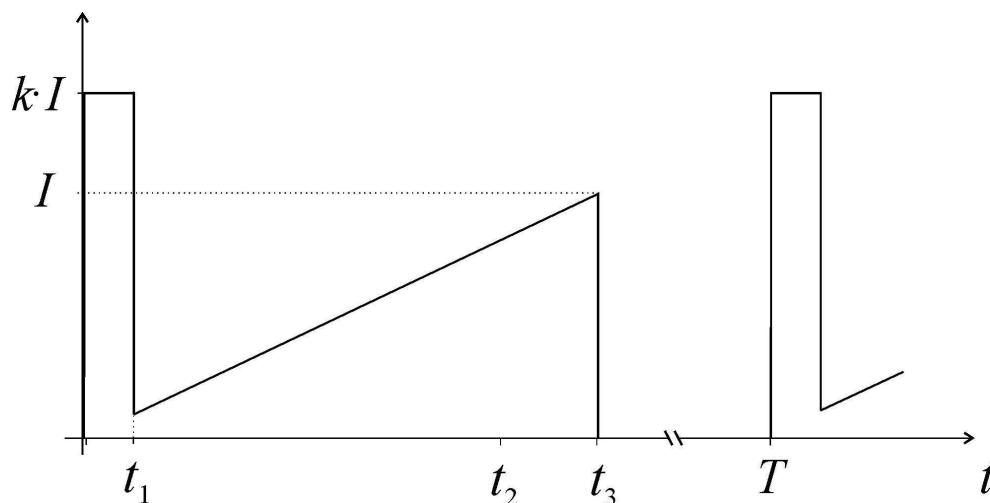
izklopnih časov obravnavanega pretvornika. Te sem določil pri nazivni napajalni napetosti pretvornika in nazivnem bremenu.



Slika 29: Frekvenčni spekter - trapezna oblika napetosti

3.3.2 Tok skozi primarno navitje transformatorja

Slika 30 kaže obliko toka, ki v času t_{on} teče skozi primarno navitje transformatorja. Konica ob nastopu tega toka je prikazana poudarjeno, vzrok za njen nastanek pa je kapacitivni tok, ki ob vklopu stikala steče skozi primarno medovojno kapacitivnost. V matematičnem izračunu je zaradi preglednosti zanemarjena končna strmina upadanja toka v trenutku t_3 (slika 30) in nihanje toka zaradi resonančnih pojavov, ki so bili opisanih v poglavju 2.2.3.



Slika 30: Oblika toka skozi primarno navitje transformatorja

Pri pretvorbi iz časovnega v frekvenčni prostor postopamo enako kot pri napetostnem signalu. Rezultati Fourierove analize nam bodo v pomoč pri ugotavljanju vpliva oblike tokovnega impulza na amplitude višjiharmonikov toka.

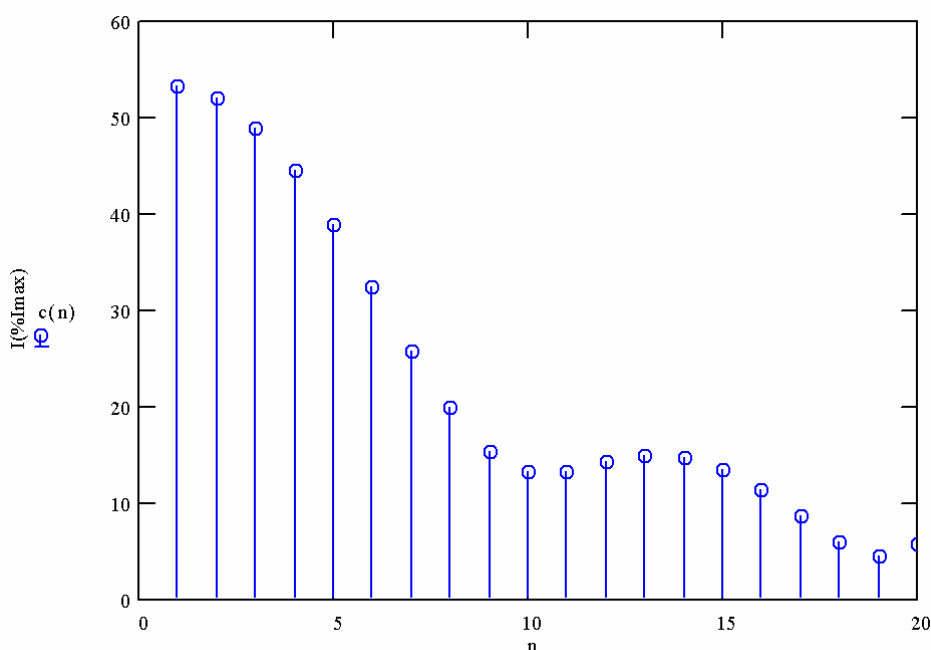
$$\begin{aligned}
 a_n &= \frac{1}{t} \left(\int_0^{t_1} k \cdot I \cdot \cos(n \cdot x) dx + \int_{t_1}^t \frac{I}{t} x \cdot \cos(n \cdot x) dx \right) \\
 b_n &= \frac{1}{t} \left(\int_0^{t_1} k \cdot I \cdot \sin(n \cdot x) dx + \int_{t_1}^t \frac{I}{t} x \cdot \sin(n \cdot x) dx \right) \\
 c_n &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2}
 \end{aligned} \tag{22}$$

Če najprej analiziramo konico toka, imenovano Diracov impulz, ki v času t_l steče skozi medovojno kapacitivnost primarnega navitja transformatorja, ugotovimo, da strmina naraščanja napetosti, ki to konico povzroči, nima vpliva na frekvenčni spekter toka. Če (23) grafično ponazorimo in upoštevamo, da velja $I = C \frac{dU}{dt}$, potem je razvidno, da imata na amplitudo višjiharmonskih komponent toka neposreden vpliv kapacitivnost med ovoji

primarnega navitja transformatorja in amplituda pritisnjene napetosti. Frekvenčna spektra kratkega in visokega tokovnega impulza ter dolgega in nizkega impulza sta si enaka. Večja kapacitivnost ali višja amplituda pritisnjene napetosti povzroči višjo amplitudo osnovne frekvenčne komponente toka.

$$\begin{aligned}
 a_n &= I \cdot \frac{\cos(nt) - \cos(nt_1) + n \cdot t \cdot \sin(nt) - n \cdot t_1 \cdot \sin(nt_1) + k \cdot n \cdot t \cdot \sin(nt_1)}{t^2 \cdot n^2} \\
 b_n &= I \cdot \frac{\sin(nt) - \sin(nt_1) - (n \cdot t \cdot \cos(nt) - n \cdot t_1 \cdot \cos(nt_1)) + k \cdot n \cdot t \cdot \sin(nt_1)}{t^2 \cdot n^2} \\
 c_n &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2}
 \end{aligned} \tag{23}$$

Rezultat frekvenčne analize signala (slika 30) je ponovno prikazan v diskretnem frekvenčnem spektru na sliki 31. Amplituda višjeharmonske komponente je podana relativno glede na konično vrednost toka. Na vodoravni osi so podani mnogokratniki osnovne stikalne frekvence. Ker se oblika spektra toka spreminja s spreminjanjem razmerja med časom t_{on} in periodo T , je pri izračunu upoštevana pričakovana vrednost $t_{on}/T = 1/10$.



Slika 31: Frekvenčni spekter - trikotna oblika toka z vodilnim Diracovim impulzom

Razmerje $t_{on}:T$ močno vpliva na amplitude višjeharmonikov toka, medtem, ko na amplitudo osnovne harmonske komponente vpliva le v obsegu 5 %. Pri impulzu toka, ki zavzema polovico periode ($t_{on} = \pi/2$), amplitude višjeharmonikov hitro padajo do četrtega višjeharmonika z amplitudo $c(4) = 0,133 \cdot I$, nato pa dokaj linearno padajo do stotega

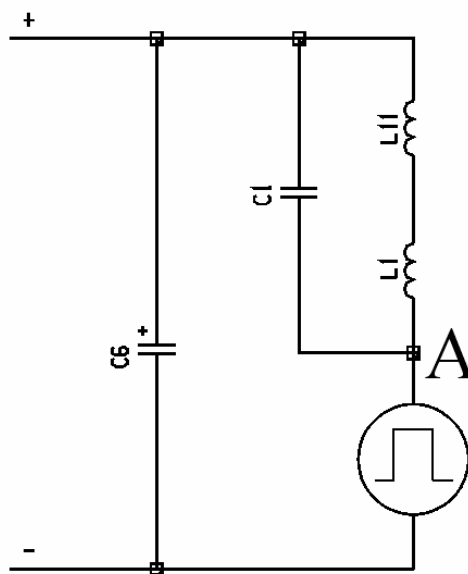
višjeharmonika z amplitudo $c(100) = 0,006 \cdot I$. Amplituda osnovne harmonske komponente je $c(1) = 0,508 \cdot I$. Pri največji dovoljeni pritisnjeni napetosti in mirovni obremenitvi napajalnika je razmerje $t_{on}/T = 0,03$. Pri tej širini tokovnega impulza je amplituda osnovne harmonske komponente $c(1) = 0,533 \cdot I$, amplitude višjeharmonikov pa le počasi padajo, dvajseti višjeharmonik ima amplitudo $c(20) = 0,333 \cdot I$. Iz zgornjega opisa je razvidno, da je frekvenčni spekter signalov močno odvisen od oblike le-teh, obliko signalov (razmerje $t_{on}:T$, strmina naraščanja toka, Diracov impulz) pri nazivni vhodni napetosti in nazivnem bremenu pa je možno načrtovati.

3.3.3 Parazitni nihajni krogi

Lastnosti realnih elementov (kapacitivnost, induktivnost in upornost) vplivajo na obliko električnih signalov v vezju, kar lahko povzroči slabše funkcijsko delovanje vezja ali dodatne motnje. Če koristni in parazitni elementi tvorijo vzporedno vezavo kapacitivnosti in induktivnosti, dobimo vzporedni nihajni krog, v katerem ob ustreznem vzbujanju nihata napetost in tok s frekvenco

$$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L \cdot C}} \quad (24)$$

Oblika napetosti U_{DS} vzbuja potencialne nihajne kroge v vezju. Največje vzbujanje čutijo elementi, ki so v neposrednem stiku s točko A na sliki 32. To so primarno navitje transformatorja, stikalni tranzistor in napetostno razbremenilno vezje (snubber). Amplituda nihanja je odvisna od impedance naštetih elementov in od amplitude vzbujalne napetosti, kar je izhodišče za zmanjševanje amplitude konduktivnih motenj.



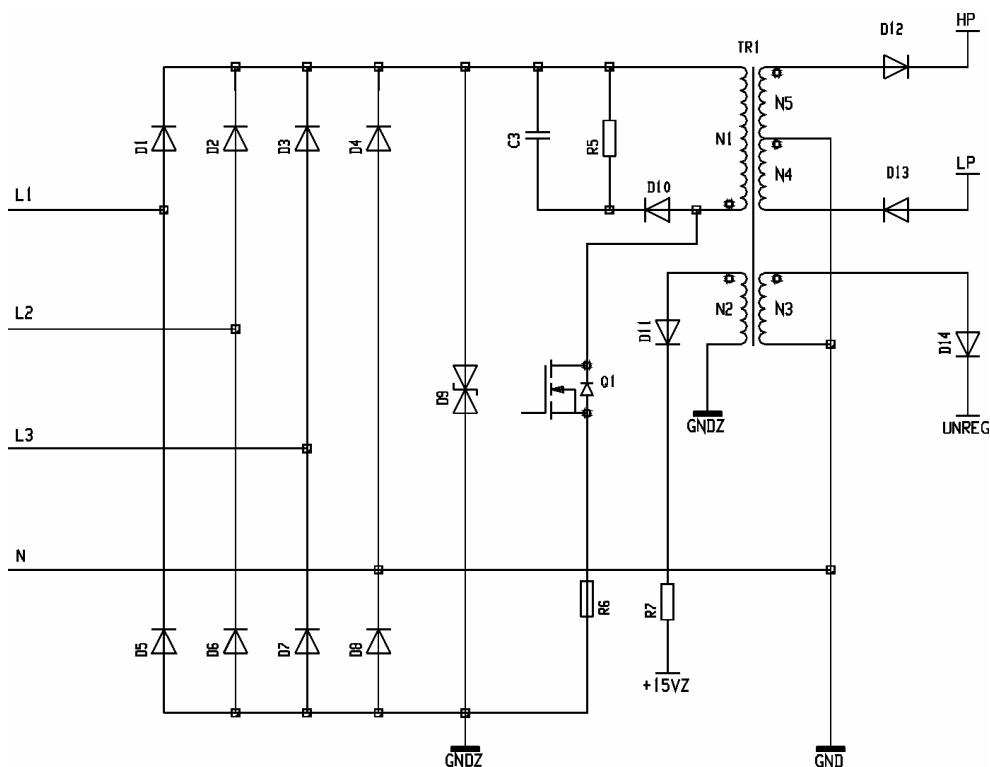
Slika 32: Tipičen nihajni krog v zapornem pretvorniku

4. Analiza spektra konduktivnih motenj na realnem modelu

Pri analizi konduktivnih motenj, ki jih neka naprava oddaja v omrežje, je bistvenega pomena izmerjeni spekter konduktivnih motenj v vseh napajalnih vodnikih. Pri podrobni analizi različnih vplivov na obliko spektra je primerno prve meritve opraviti brez vsakršnih zaščitnih elementov v vhodnem delu napajalnika, ki bi lahko vplivali na dušenje visokofrekvenčnih signalov. Če so takšni elementi v vhodnem delu napajalnika potrebni zaradi zahtev omrežja ali funkcionalnosti naprave, jih načrtovalec, ki pozna osnovni spekter konduktivnih motenj naprave, lahko prilagodi za dušenje visokofrekvenčnih signalov. Ker so si v obravnavanem zapornem pretvorniku izmerjeni spektri konduktivnih motenj v napajalnih vodnikih zelo podobni, bo v nadaljevanju podan le spekter faznega vodnika L1, razen v primerih, kjer je izrecno navedeno drugače.

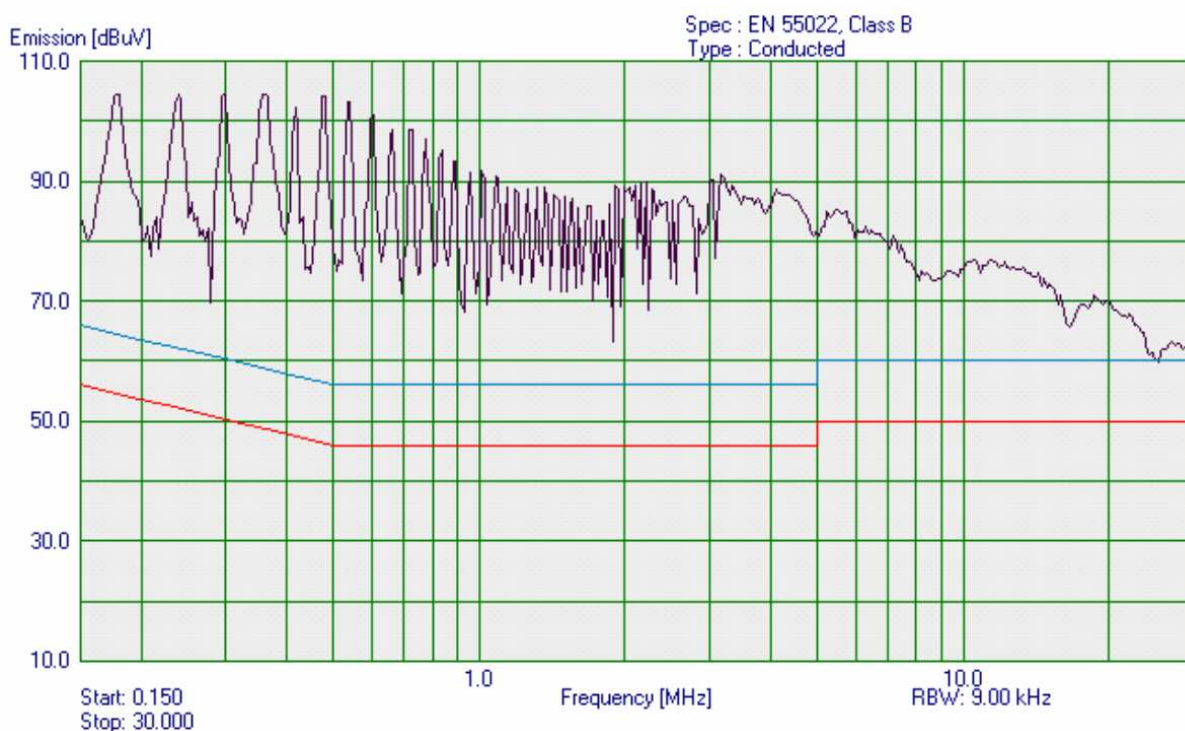
4.1 Višjeharmoniki osnovne stikalne frekvence

Na realnem modelu je bil pri nazivnih pogojih izmerjen spekter konduktivnih motenj. Rezultati meritve so prikazani na sliki 34. V vhodnem delu napajalnika so bili med meritvijo vsebovani le funkcijsko nujni elementi, kot kaže slika 33. Močnostni del zapornega pretvornika na primarni strani so sestavljali le polnovalni usmernik, transformator s stikalnim tranzistorjem in prenapetostna zaščita, odstranjeni pa so bili vhodni zaščitni upori, gladilni kondenzatorji in dušilke za omejitev hitrih napetostnih konic. Na sliki 34 lahko v frekvenčnem področju do 1 MHz ločimo posamezne višjeharmonske komponente osnovne stikalne frekvence. Zaporni pretvornik v obravnavanem števcu deluje z nazivno stikalno frekvenco 60 kHz, amplitude signalov pri mnogokratnikih te frekvence pa v idealnem zapornem pretvorniku upadajo, kar sovпада z matematično analizo konduktivnih motenj v predhodnem poglavju. V frekvenčnem področju nad 1 MHz posameznih višjeharmonikov ni možno ločiti iz celote zaradi raztrosa delovne frekvence pretvornika okrog nastavljene vrednosti.



Slika 33: Osnovna topologija zapornega pretvornika brez filtrskih elementov

Amplitude višjeharmonikov osnovne stikalne frekvence do 400 kHz na sliki 34 so presegle merilno območje spektralnega analizatorja, zato so konice spektra v tem frekvenčnem delu prirezane. S pomočjo dušilnega člena in detektorja navidezne konične vrednosti so bile izmerjene amplitude višjeharmonikov, najvišja je tretja, ki pri 180 056 Hz doseže 105,77 dB μ V.



Slika 34: Izmerjeni frekvenčni spekter konduktivnih motenj v faznem vodniku brez dodanih filtrov

Da bo spekter konduktivnih motenj s slike 34 ustrezal predpisom, je amplitudo povprečne vrednosti tretjega višjeharmonika pri frekvenci 180 kHz treba zmanjšati na 55 dB μ V. Prav tako je treba ustrezno znižati ves spekter, ki presega mejno vrednost. Od predstavljenih možnosti za zmanjševanje konduktivnih motenj je tolikšno znižanje možno doseči le z uporabo resonančne topologije pretvornika ali z LC filtrom. V obravnavanem primeru sprememba topologije napajalnika ne pride v poštev, zato je za zmanjšanje nivoja konduktivnih motenj treba izbrati ustrezen filter. Le-ta je lahko prvega ali višjega reda, vrednosti kapacitivnosti oziroma induktivnosti pa izračunamo iz zelenega dušenja pri določeni frekvenci. Ker je želeno dušenje pri frekvenci 180 kHz večje od 50 dB, je z rezervo dušenja 9 dB mejna frekvenca f_m filtra prvega reda pri 180 Hz. Dušenje LC filtra prvega reda narašča namreč za 20 dB na dekada. Ustrezno kapacitivno ali induktivno komponento filtra lahko izračunamo s pomočjo naslednjih izrazov, pri tem so zaščitni upori v faznih vodnikih velikosti $R = 60 \Omega$.

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot R} = 14,7 \mu F \quad (25)$$

ali

$$L = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot f_m} = 53,1 mH \quad (26)$$

Ko komponenti dimenzioniramo za ustrezno napetost oziroma tok se izkaže, da znaša fizična velikost vsake za tretjino celotnega napajalnika, poleg tega sta cenovno nesprejemljivi. Realna pričakovanja predvidevajo tudi parazitne induktivnosti in kapacitivnosti, ki v višjem frekvenčnem območju slabijo dušenje filtra. Zaradi tega je bil izbran filter drugega reda, pri katerem lahko velikost kapacitivne in induktivne komponente prilagajamo eno drugi glede na razpoložljive elemente.

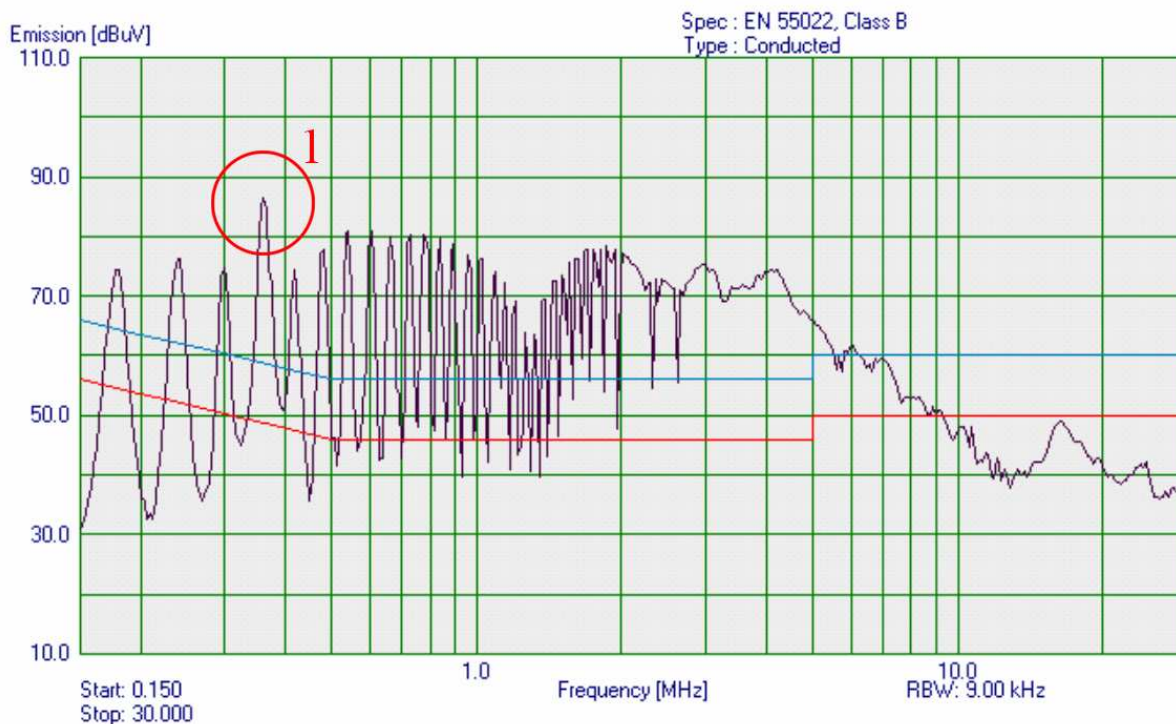
$$f_m = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L \cdot C}} \quad (27)$$

Zaradi strme karakteristike dušenja filtra drugega reda je mejna frekvenca $f_m = 5 \text{ kHz}$, ena od možnih kombinacij elementov pa je $C = 100 \text{ nF}$, $L = 10,1 \text{ mH}$. Matematično izračunan filter je zaradi parazitnih kapacitivnosti in induktivnosti nujno ovrednotiti z meritvami.

Med razvojem dobro optimiranih velikoserijskih izdelkov pa ima izbor elementov poleg električne ustreznosti tudi kriterije, ki lahko prevladujejo nad idealno električno ustreznostjo. To so cena, dimenzije, dobavljivost in zanesljivost komponent. V tem primeru lahko načrtovalec izbere sestavne dele filtra zgolj na podlagi izkušenj, pravilno izbiro pa potrdi z meritvijo konduktivnih motenj.

4.2 Ojačanje spektra konduktivnih motenj v nihajnem krogu

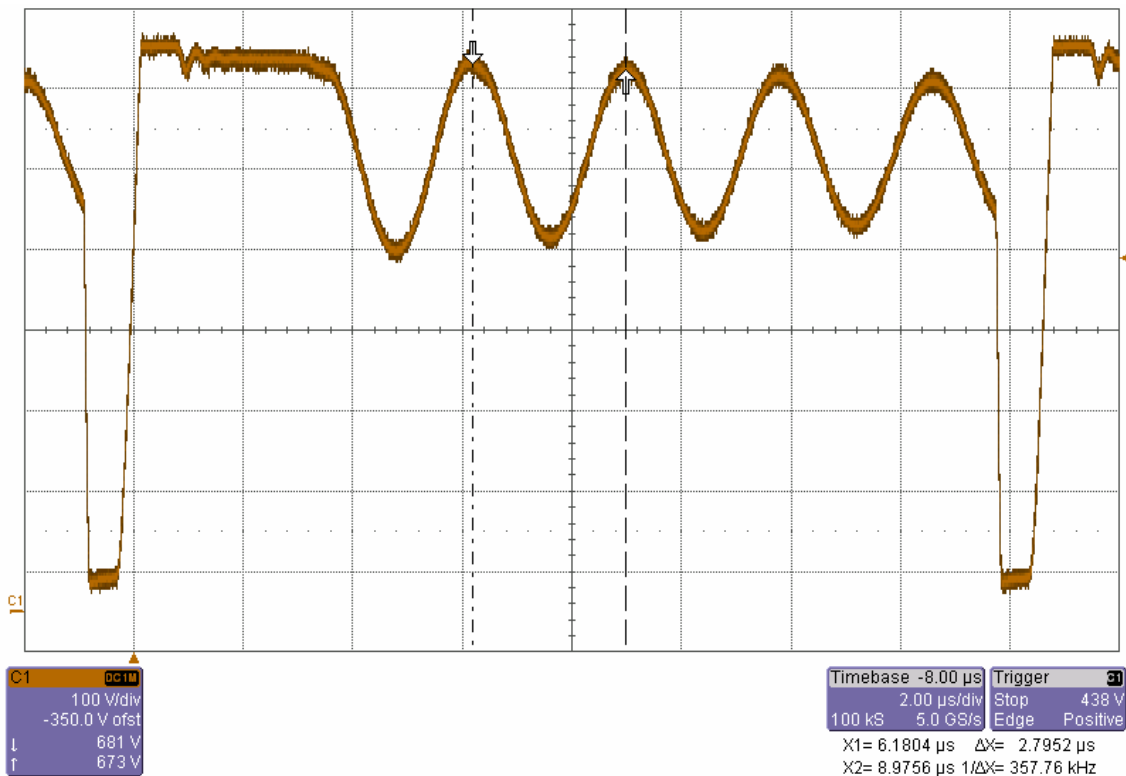
Za pravilno obravnavo spektra konduktivnih motenj s slike 34 je v vhodni del zapornega pretvornika treba vgraditi del filtra, ki bo amplitude višjeharmonikov osnovne stikalne frekvence v priključnih vodnikih znižal na maksimalni nivo, ki ga dopušča spektralni analizator. Ker je za pravilno delovanje pretvornika pri enofaznem napajanju nujno potreben gladilni kondenzator, je bil v vezje s slike 33 dodan folijski kondenzator s kapacitivnostjo 100 nF vzporedno s hitro prenapetostno zaščitno diodo D_9 . Pri tem se spekter konduktivnih motenj v nizkofrekvenčnem in visokofrekvenčnem delu močno oslabi (slika 35). Nekoliko manj ($15 \text{ dB}\mu\text{V}$) je oslavljen osrednji del spektra med 500 kHz in 5 MHz . Pri meritvi je bil celoten spekter v merilnem območju spektralnega analizatorja, ob tem pa je do izraza prišla konica spektra pri frekvenci 360 kHz (točka 1 na sliki 35). Zaradi večje izrazitosti konice je bil spekter s slike 35 posnet v ničelnem vodniku, v faznih vodnikih so zaradi trifazne simetrične napetosti prvi trije vidni harmoniki stikalne frekvence za $5 \text{ dB}\mu\text{V}$ do $10 \text{ dB}\mu\text{V}$ višji.



Slika 35: Frekvenčni spekter konduktivnih motenj: ojačan šesti (360 kHz) višjeharmonik

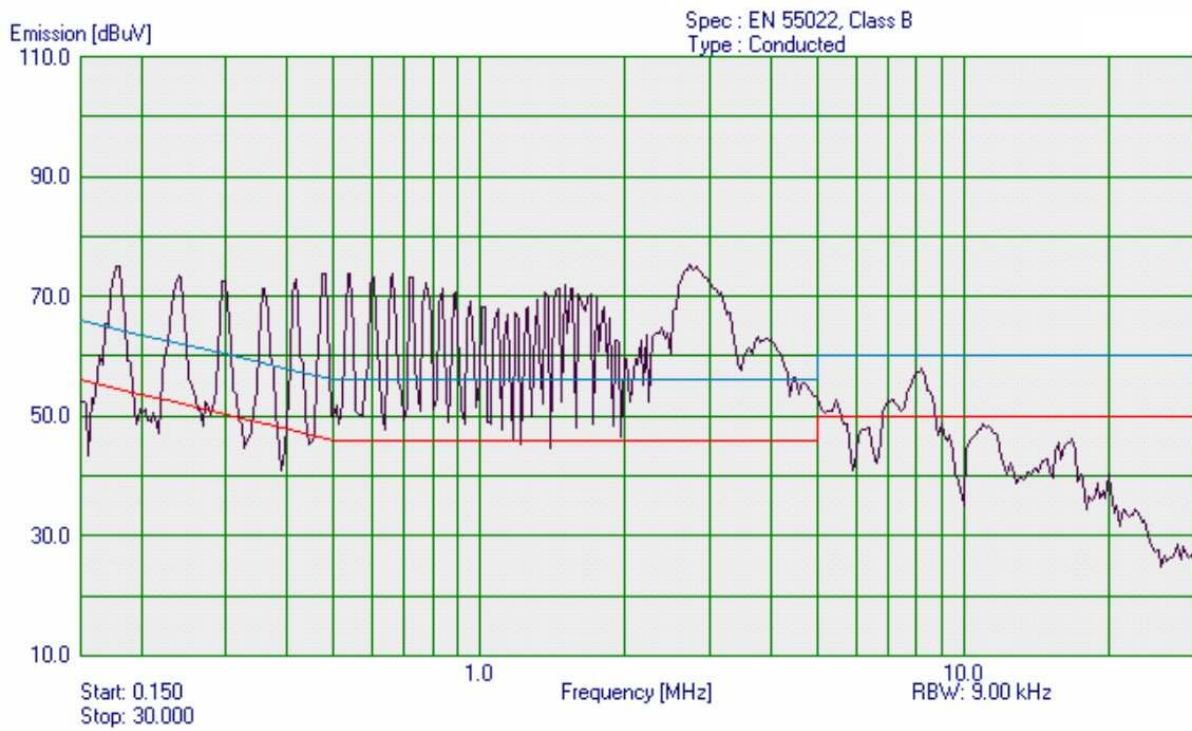
Izrazita konica pri frekvenci 360 kHz je sicer šesti višjeharmonik stikalne frekvence, hkrati pa s to frekvenco niha napetost na navitjih transformatorja po razmagnetanju jedra. Na sliki 36 je prikazana napetost U_{DS} , izmerjena na stikalnem tranzistorju. Popolnoma enaka oblika napetosti se ponovi na vseh navitjih transformatorja, saj izgube v jedru transformatorja pri tej frekvenci ne vplivajo na popačitev signala.

Nihanje, na sliki 36 označeno s puščicami, je posledica nihajnega kroga s slike 9, ki vključuje celotno induktivnost transformatorja, merjeno s primarne strani (lastna induktivnost L_1 in stresana induktivnost L_{11} primarnega navitja transformatorja) ter medovojno kapacitivnost primarnega navitja transformatorja C_1 . Resonančni krog niha s približno frekvenco 358 kHz.

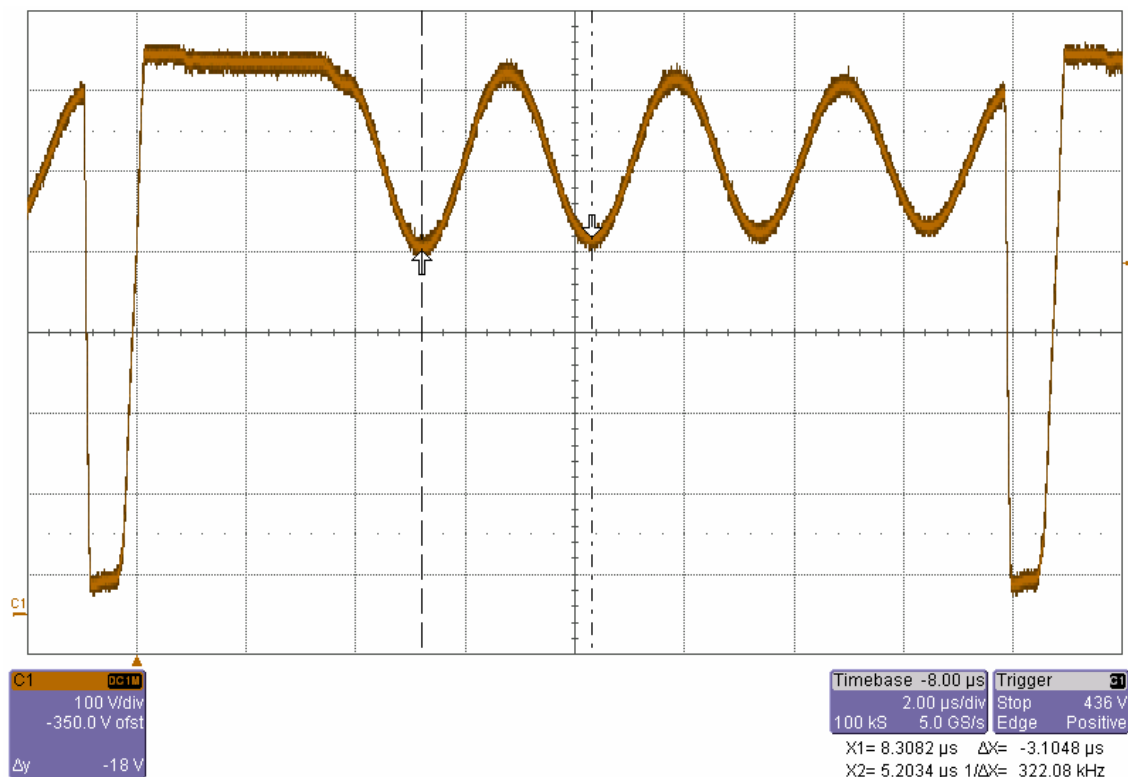


Slika 36: Napetost U_{DS} na stikalnem tranzistorju z lastno frekvenco nihanja 358 kHz

Meritev sem ponovil še s spremenjenim visokofrekvenčnim transformatorjem. Rezultati so zbrani na slikah 37 in 38. Transformator je imel v tem primeru večjo primarno medovojno kapacitivnost C_1 , ostali elementi nadomestne sheme transformatorja pa so bili enaki. Zaradi večje kapacitivnosti C_1 se je zmanjšala resonančna frekvenca nihajnega kroga s 358 kHz na sliki 36 na 322 kHz na sliki 38. Ker se ta ne ujema z nobenim višjeharmonikom stikalne frekvence, spekter konduktivnih motenj s slike 37 pri frekvenci 322 kHz ni izrazito ojačan.

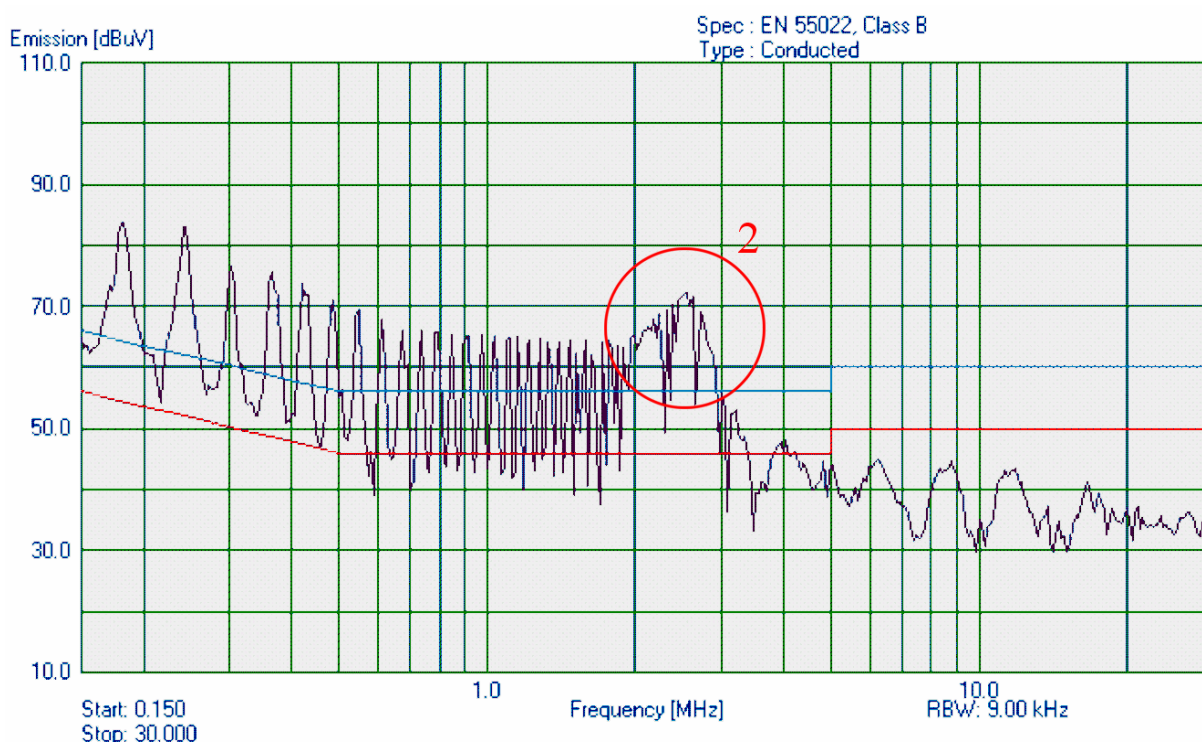


Slika 37: Frekvenčni spekter konduktivnih motenj: brez izrazitega šestega višjeharmonika

Slika 38: Napetost U_{DS} na stikalnem tranzistorju z lastno frekvenco nihanja 322 kHz

4.3 Millerjev pojav

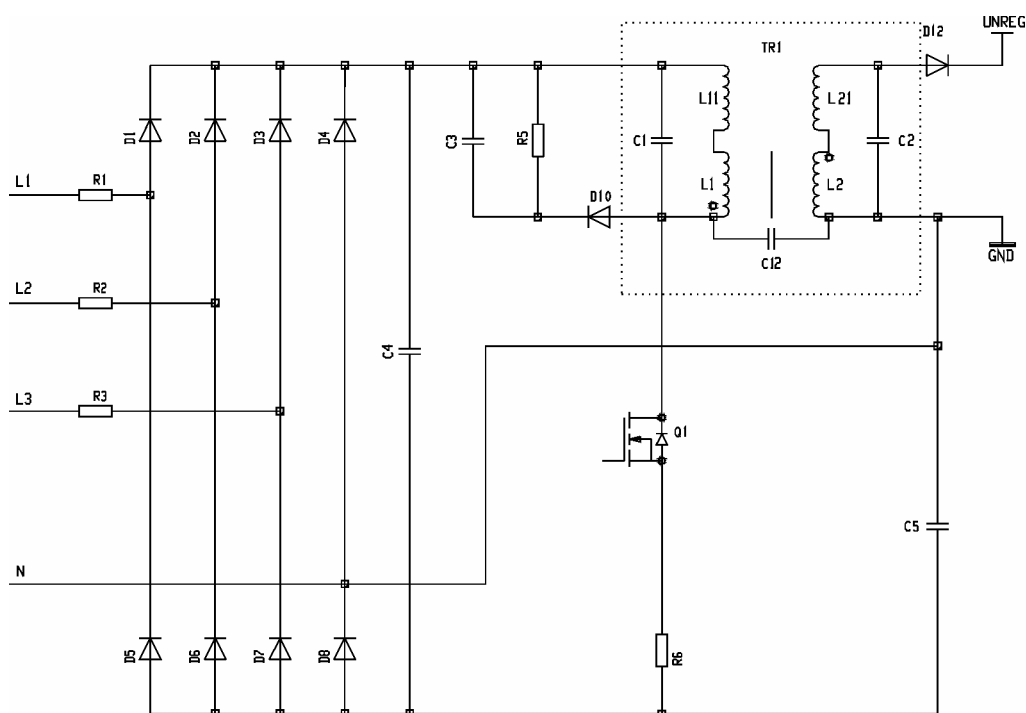
V zaključku razvojne faze prototipnega modela napajalnika je bil pri proizvajalcu naročen komercialni visokofrekvenčni transformator z ustrezno induktivnostjo primarnega navitja in primerno prestavo med navitji. Ko je bil transformator vgrajen in testiran, je napetost ob izklopu stikalnega tranzistorja močno nihala, izmerjeni spekter konduktivnih motenj s slike 39 pa je bil močno ojačan okrog frekvence 2,7 MHz. Nihanje je bilo v podobni meri prisotno tudi po zamenjavi stikalnega tranzistorja s tranzistorjem z večjo ali manjšo kapacitivnostjo med ponorom in vrati, spremenila se ni niti frekvenca nihanja. Prav tako na nihanje niso vplivali elementi v vhodnem in izhodnem delu pretvornika, bistvena sprememba pa je bila dosežena po zamenjavi komercialnega transformatorja s starim razvojnim prototipom transformatorja.



Slika 39: Frekvenčni spekter konduktivnih motenj pri uporabljenem komercialnem transformatorju

V vhodnem delu napajalnika so bile vgrajene vse za normalno delovanje nujne komponente, kot je prikazano na sliki 40. V faznih vodnikih so bili pred usmernikom uporabljeni zaščitni upori R_1 , R_2 in R_3 z upornostjo 60 ohmov, ki ščitijo usmerniške diode pred tokovnimi konicami ob vklopu omrežne napetosti. Za glajenje usmerjene napetosti je bil uporabljen folijski kondenzator C_4 s kapacitivnostjo 100 nF, za prenapetostno zaščito stikalnega tranzistorja pa majhen keramični kondenzator C_3 s kapacitivnostjo 1 nF. Na sliki

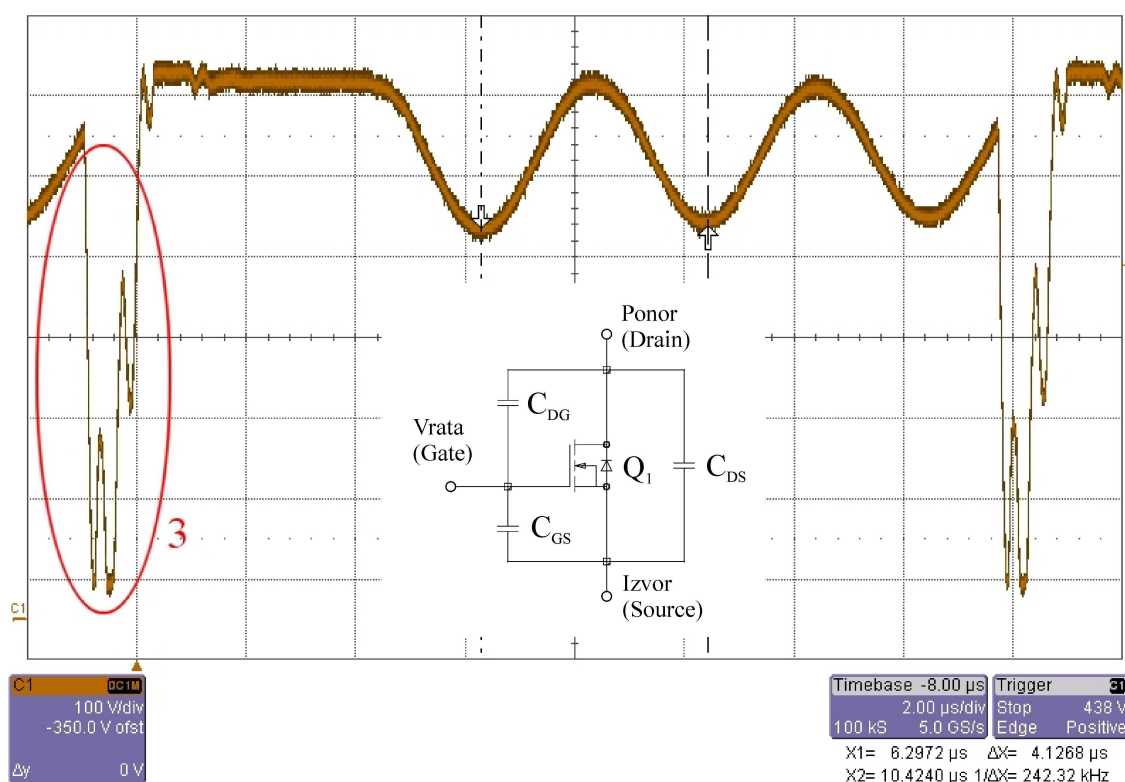
40 je namesto transformatorja narisana njegova nadomestna shema z dvema navitjema za potrebe utemeljitve nastanka konduktivnih motenj. Dodatno je vgrajen kondenzator C_5 , ki je enake vrednosti kot C_3 . Njegova naloga je, da v vezju vzpostavi tokokrog po katerem se zaključuje višjeharmonski tok s frekvenčno vsebino med 500 kHz in 5 MHz, ki preko kapacitivnosti med navitji transformatorja C_{12} teče v sekundarni tokokrog. Če kondenzator C_5 ni vgrajen, se omenjeni tok zaključuje preko povezave med GND in ničelnim vodnikom skozi omrežje in njegovo notranjo upornost.



Slika 40: Shema napajalnika med meritvijo

Na nihanje napetosti U_{DS} , ki je prikazana na sliki 41, je vplival zgoj transformator, zato sem natančneje analiziral njegove elektromagnetne lastnosti. Ugotavljanje elementa nadomestne sheme transformatorja, ki vpliva na nepravilen izklop stikalnega tranzistorja, je potekalo s primerjavo transformatorjev, od katerih je eden povzročal močno nihanje napetosti, drugi pa komaj opazno. Nato sem obema transformatorjema dodal zunanje kapacitivne in induktivne komponente, ki so ponazarjale parazitne lastnosti transformatorja. Pri transformatorju s komaj opaznim nihanjem je dobro opazen Millerjev efekt povzročala le dodana kapacitivnost med ovoji sekundarnega navitja, na sliki 40 vzporedno s kapacitivnostjo C_2 . Vsi ostali dodani elementi so pri obeh transformatorjih napetost U_{DS} spreminjali na drugačen način.

Slika 41 kaže dva značilna primera nihanja napetosti U_{DS} , ki vsak v svojem frekvenčnem področju vplivata na spekter konduktivnih motenj. Z elipso in oznako 3 je označeno območje, kjer prevladuje Millerjev efekt. V tem delu je nihanje napetosti U_{DS} posledica neželenih ponovnih vklopov tranzistorja, potem ko je le-ta že dobil povelje za izklop. V osrednjem delu poteka napetosti U_{DS} (slika 41) je s puščicama označena perioda nihanja, ki nastopi po razmagnetenju jedra transformatorja. Izmerjena frekvenca nihanja je znašala 242 kHz in je na sliki 39 vidna kot rahlo ojačan drugi vidni višjeharmonik stikalne frekvence pri 240 kHz.

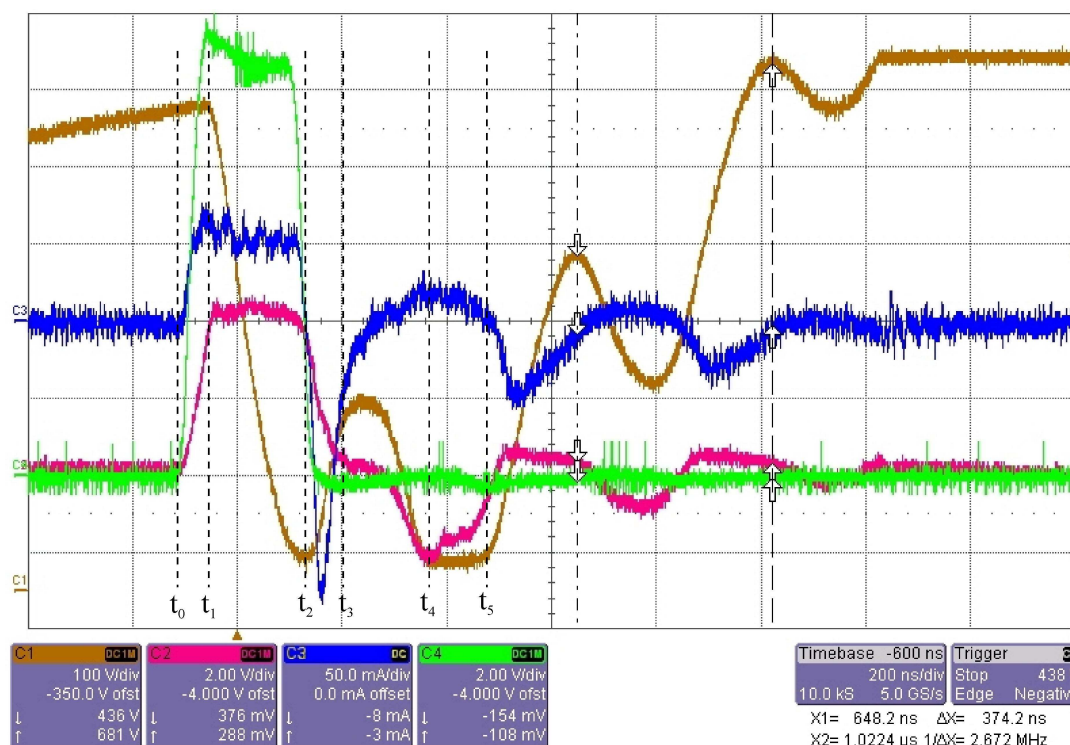


Slika 41: Napetost U_{DS} na stikalnem tranzistorju z izrazitim Millerjevim pojavom

Del napetosti U_{DS} s slike 41, ki ga obkroža elipsa, je podrobneje prikazan na sliki 42 (signal rjave barve C_1). Dodani so še prožilna napetost stikalnega tranzistorja U_{GS} (signal rdeče barve C_2), tok v vrata stikalnega tranzistorja I_G (signal modre barve C_3) in napetost za proženje stikalnega tranzistorja na izhodu krmilnega vezja (signal zelene barve C_4). Na sliki 41 je dodana shema MOSfet tranzistorja s parazitnimi kapacitivnostmi, ki vplivajo na potek napetosti U_{DS} .

Teoretičen opis Millerjevega pojava je podan v poglavju 2.2.4, realni potek signalov s slike 42 pa je sledeč:

- v trenutku t_0 napetost na izhodu regulacijskega vezja (C_4) z vrednosti 0 V zraste na vrednost 12 V. Ta napetost povzroči, da se s tokom I_G začne polniti kapacitivnost C_{GS} med vrati in izvorom stikalnega MOSfet tranzistorja,
- posledica toka I_G je, da napetost U_{GS} naraste do vrednosti, kjer tranzistor začne odpirati prevodni kanal med ponorom in izvorom. Zato začne napetost U_{DS} pri točki t_1 upadati. Zaradi konstantne krmilne napetosti regulacijskega vezja tok I_G do točke t_2 polni kondenzator C_{GS} in napetost U_{GS} naraste malo nad držalno vrednost 4 V, stikalni tranzistor pa se popolnoma sklene. V trenutku t_2 bi moralo regulacijsko vezje glede na višino sekundarne napetosti zapreti stikalni tranzistor, zato z izhoda umakne krmilno napetost (C_4) in ga sklene na potencial 0 V (GNDZ na sliki 33). S tem omogoči, da tok I_G začne teči iz kondenzatorja C_{GS} ,
- in napetost U_{GS} v točki t_2 pade pod držalni nivo, zato se prevodni kanal stikalnega tranzistorja začne zapirati, napetost U_{DS} pa naraščati. Iz teoretičnega opisa sledi, da zaradi sekundarne medvojnne kapacitivnosti C_2 transformatorja napetost U_{DS} narašča hitreje, kot to zahteva zapiranje prevodnega kanala tranzistorja. Kot posledica naraščanja napetosti U_{DG} skozi kapacitivnost C_{DG} teče tok v vrata stikalnega tranzistorja, kjer se razdeli v dve veji. Del toka skozi vrata stikalnega tranzistorja teče v regulacijsko vezje kot negativni tok I_G , drug del pa teče skozi kapacitivnost C_{GS} med vrati in izvorom stikalnega tranzistorja.



Slika 42: Karakteristični poteki veličin v vezju ob izklopu tranzistorja: U_{DS} (C1), U_{GS} (C2), I_G (C3) in napetost na izhodu regulacijskega vezja (C4)

- zaradi impedance med fizičnim priključkom vrat (Gate) stikalnega tranzistorja in parazitno kapacitivnostjo C_{GS} ni možno izmeriti krmilne napetosti neposredno ob prevodnem kanalu, zato se izmerjena napetost U_{GS} lahko bistveno razlikuje od napetosti na oksidni plasti (vratih) stikalnega tranzistorja. Ko druga veja toka iz prejšnje točke napolni kapacitivnost C_{GS} do držalnega nivoja, se v trenutku t_3 prevodni kanal stikalnega tranzistorja zopet začne odpirati, čeprav je napetost na izhodu regulacijskega vezja 0 V,
- do trenutka t_4 se stikalni tranzistor popolnoma odpre, skozi kapacitivnost C_{DG} in prevodni kanal tranzistorja teče pozitiven tok I_G , dokler se kondenzator C_{DG} ne izprazni. Kapacitivnost C_{GS} se prazni skozi izhodni del regulacijskega vezja, zato
- v trenutku t_5 napetost na kapacitivnosti C_{GS} pade pod držalni nivo in prevodni kanal stikalnega tranzistorja se zopet začne zapirati. Ponovno se na primarnem navitju transformatorja inducira napetost, ki skozi kapacitivnost C_{DG} stikalnega tranzistorja vsili tok, vendar je tokrat medovojna kapacitivnost C_2 na sekundarni strani transformatorja nabita na nižjo napetost, zato ne zagotovi dovolj energije za popolno odprtje tranzistorja,
- od trenutka t_5 naprej se ponovi pojav, opisan v točkah t_2 do t_5 , pri vsaki ponovitvi pa je velikost energije v kapacitivnosti C_2 manjša, zato stikalni tranzistor v primeru na sliki 42 po treh ponovitvah dokončno izklopi.

Amplituda nihanja je močno odvisna od pritisnjene napetosti na primarni strani transformatorja, saj se s prestavo transformatorja preslika na sekundarno stran. Tako je pri nizki primarni pritisnjene napetosti v kapacitivnosti med ovoji sekundarnega navitja C_2 shranjena majhna energija, pri visoki primarni pritisnjene napetosti pa je energija v kapacitivnosti večja.

5. Meritve na praktičnem modelu zapornega pretvornika

Končna verzija zapornega pretvornika je sestavljena iz množice elementov. Nekateri služijo osnovnemu delovanju pretvornika, drugi pa funkcijsko niso nujni, vgrajeni so zaradi zahtev standardov. Večina uporabljenih elementov ima opazen vpliv na spekter konduktivnih motenj, ta vpliv pa mora načrtovalec pretvornika upoštevati. Vpliv elementov napajalnika na spekter konduktivnih motenj bo v nadaljevanju razdeljen na dva dela – najprej bo analiziran visokofrekvenčni transformator z vsemi vplivnimi veličinami, sledi pa prikaz vpliva posameznih elementov v vhodnem delu napajalnika na spekter konduktivnih motenj.

5.1 Transformator

Pri velikoserijskih izdelkih z vgrajenim zapornim pretvornikom je visokofrekvenčni transformator lahko po naročilu izdelan element ali izbran iz množice proizvajanih transformatorjev. Ker ima opisani števec električne energije specifične zahteve glede napetosti in moči porabnikov v števcu, je bil transformator načrtovan in izdelan posebej za ta pretvornik. V nadaljevanju sta opisana dva stikalna transformatorja, ki sta izrazito izstopala po svojih lastnostih. Prvi je bil načrtovan po splošno znanih pravilih za izdelavo transformatorja, ki zajemajo načrtovanje ustrezne induktivnosti navitij in izolacije med njimi, minimalno debelino žice glede na moč porabnikov in čim manjšo primarno stresano induktivnost. Ker je tako izdelana večina transformatorjev na trgu, ga bom imenoval "komercialni transformator". Pri načrtovanju drugega transformatorja sem upošteval, da zaporni pretvornik energijo preko transformatorja prenaša v dveh korakih – električna energija se preko primarnega navitja pretvori v magnetno in shrani v jedru, v naslednjem koraku pa se magnetna energija iz jedra preko sekundarnega navitja pretvori v električno. Glede na to specifikko sem optimiral električne in magnetne lastnosti transformatorja. Zato ga bom v nadaljevanju imenoval optimirani transformator.

5.1.1 Analiza komercialnega in optimiranega transformatorja

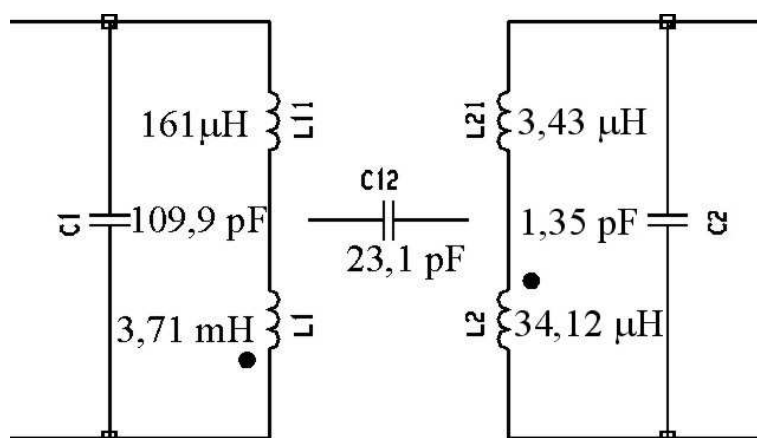
Analizirana transformatorja sta ustrezala električni shemi transformatorja s slike 46, oba sta imela po pet navitij. Ker je nadomestna shema transformatorja s petimi navitji nepregledna, sta v nadaljevanju upoštevani le dve navitji. Upoštevani nista navitji N_2 in N_3 , ker sta v primerjavi z navitji N_4 , N_5 dimenzionirani za veliko manjšo moč, njune parazitne lastnosti pa so pri obeh transformatorjih podobne. Navitji N_4 in N_5 tvorita eno navitje s srednjim odcepom, ki napaja močnostni ojačevalnik komunikacijskega vezja, v nadomestni shemi sta predstavljeni kot sekundarno navitje. Navitje N_1 pa je obravnavano kot primarno navitje. S to poenostavitvijo je nadomestno vezje pregledno, hkrati pa nudi dovolj informacij o vplivih električnih lastnosti transformatorja na spekter konduktivnih motenj.

Za določitev nadomestne sheme transformatorja so bile izmerjene naslednje veličine:

- lastna induktivnost primarnega navitja L_1 ,
- stresana induktivnost primarnega navitja L_{11} ,
- medovojna kapacitivnost primarnega navitja C_1 ,
- kapacitivnost med primarnim in sekundarnim navitjem C_{12} ,
- lastna induktivnost sekundarnega navitja L_2 ,
- stresana induktivnost sekundarnega navitja L_{21} in
- medovojna kapacitivnost sekundarnega navitja C_2 .

Neposredna meritev medovojne kapacitivnosti navitja ni mogoča, saj je vzporedna z induktivnostjo, ki kvantitativno prevladuje. Izmeriti jo je možno le posredno preko resonančne frekvence, ki jo lahko izmerimo tudi v več točkah z dodajanjem zunanjih kondenzatorjev ali preko odziva toka na znan napetostni signal, kjer zopet za povečanje točnosti lahko dodamo različne zunanje kondenzatorje in izmerimo več točk. Ker pa ima transformator več navitij, vsako z lastno medovojno kapacitivnostjo in so ta navitja medsebojno magnetno povezana, pri kateremkoli načinu merjenja zajamemo še vplive ostalih navitij na merjeno navitje glede na lastnosti jedra pri merjeni frekvenci. Zato sem primarno medovojno kapacitivnost C_1 izmeril s pomočjo resonančne frekvence v več točkah z dodanimi zunanjimi kondenzatorji oziroma je bila izračunana iz rezultatov meritev resonančne frekvence. Sekundarna medovojna kapacitivnost pa je bila izmerjena s pomočjo resonančne frekvence kot kapacitivnost med ovoji sekundarnega navitja, ko je bilo na transformatorju navito le to navitje z enako geometrijo, kot pri celotnem transformatorju. Med meritvijo resonančne frekvence v več točkah je bilo na neprevodnem tuljavniku navito le sekundarno navitje, ustrezne razdalje so bile zagotovljene z izolacijskim trakom, prav tako sta bila merjenca brez jedra transformatorja, ker tudi lastnosti jedra vplivajo na izmerjeno resonančno frekvenco. Meritev sekundarne medovojne kapacitivnosti ni absolutno točna, rezultata meritev komercialnega in optimiranega transformatorja pa sta medsebojno primerljiva.

Komercialni transformator je bil načrtovan glede na osnovno funkcijo prenosa električne energije pri čemer je bil upoštevan le vpliv stresane induktivnosti primarnega navitja na delovanje zapornega pretvornika. Nadomestna shema z izmerjenimi električnimi lastnostmi je prikazana na sliki 43. Od tod je tudi razvidna izrazito majhna primarna stresana induktivnost L_{11} , ki povzroča majhne prenapetosti ob izklopu stikalnega tranzistorja, ter velika primarna medvojnina kapacitivnost, v kateri je zajet tudi na primarno stran preslikan vpliv sekundarne medvojnine kapacitivnosti. Prva je povzročitelj konice toka ob vklopu stikalnega tranzistorja, kar zvišuje amplitude višjiharmonikov osnovne stikalne frekvence, druga pa vodi k Millerjevemu pojavu.

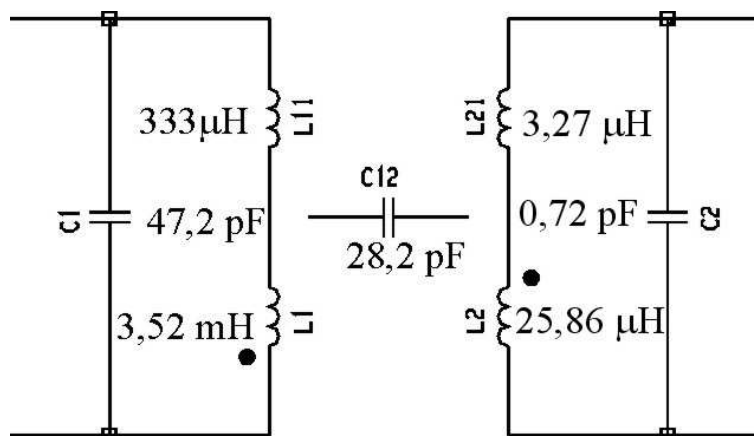


Slika 43: Nadomestna shema komercialnega transformatorja

Iz teoretičnega dela naloge je razvidno, da vpliva na učinkovitost transformacije energije in s tem na spekter konduktivnih motenj tudi sekundarna stresana induktivnost. Razmerje med sekundarno stresano induktivnostjo komercialnega transformatorja L_{21} , preslikano na primarno stran s kvadratom prestave ($p = \frac{N_1}{N_2}$) in primarno stresano induktivnostjo L_{11} je sledeče:

$$k_{\text{komercialnega transformatorja}} = \frac{p^2 \cdot L_{21}}{L_{11}} = 2,90 \quad (28)$$

Pri načrtovanju optimiranega transformatorja sem upošteval zahteve glede velikosti lastne induktivnosti primarnega navitja, napetostne prestave med navitji in tokovne zmogljivosti navitij transformatorja. Bistveni razliki glede na komercialni transformator pa sta zmanjšanje medvojnih kapacitivnosti in spremenjeno razmerje med sekundarno in primarno stresano induktivnostjo. Izmerjene vrednosti nadomestne sheme optimiranega transformatorja so prikazane na sliki 44.



Slika 44: Nadomestna shema optimiranega transformatorja

Razmerje med stresanima induktivnostma sekundarnega in primarnega navitja transformatorja znaša le

$$k_{\text{optimiranega transformatorja}} = \frac{p^2 \cdot L_{21}}{L_{11}} = 1,34. \quad (29)$$

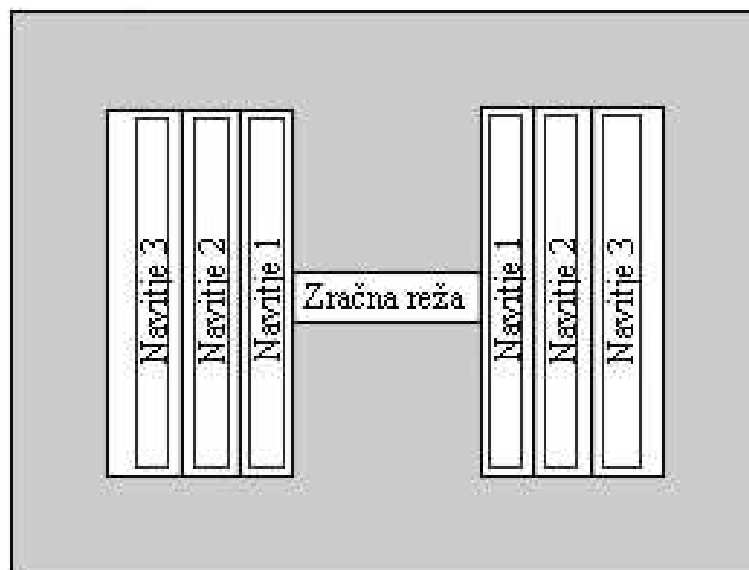
Bistveno manjše razmerje sekundarne in primarne stresane induktivnosti vpliva na zmanjšanje količine energije, ki se iz jedra transformatorja vrača na primarno stran in nekoristno pretvarja v izgube. V primeru nespremenjenega vhodnega dela zapornega pretvornika povzroči znižanje amplitud parazitnih visokofrekvenčnih signalov znižanje nivoja konduktivnih motenj.

Preko kapacitivnosti med primarnim in sekundarnim navitjem C_{12} teče visokofrekvenčni tok, poznan kot "common mode" tok. Ker je ta kapacitivnost v opisanem zapornem pretvorniku edina povezava med točko, ki ji je vsiljena napetost U_{DS} in maso sekundarnega dela GND , je velikost sofaznega toka možno zmanjšati z zmanjšanjem kapacitivnosti med navitji. To lahko dosežemo z zmanjšanjem izmenične napetosti na omenjeni kapacitivnosti ali z zvečanjem razdalje med prevodnima površinama, priključenima na izmenično napetost. V zapornem pretvorniku je vsako navitje transformatorja s koncem priključeno na enosmerno napetost (slika 40). Začetek navitja je povezan s stikalnim elementom, na primarnem navitju je to stikalni tranzistor, na sekundarni strani pa usmerniške diode. S preišljeno geometrijsko razporeditvijo začetkov in koncev navitij transformatorja je možno med začetkom primarnega in sekundarnega navitja zagotoviti bistveno večjo razdaljo, kot če načrtovalec na to ni pozoren. Posledično se amplituda "common mode" toka zmanjša.

5.1.2 Geometrija transformatorja

Vrednosti elementov električne nadomestne sheme transformatorja so odvisne od njegove geometrije. Na lastno induktivnost vplivajo velikost in oblika jedra, zračna reža in število ovojev. Stresana induktivnost je odvisna od razdalje med zračno režo in ovoji ter razporeditve navitja na tuljavniku. Velikost medovojne kapacitivnosti je v največji meri odvisna od razdalje med posameznimi ovoji in od površine ovojev, v manjši meri pa tudi od medovojne izolacije (debeline, dielektrika). Enako velja za kapacitivnost med navitji, kjer je večja izbira različnih izolacijskih materialov. Pri tem je treba biti pozoren na to, da izolacijski material z visoko dielektrično konstanto sicer zagotavlja veliko prebojno trdnost med prevodnimi površinami, hkrati pa vpliva tudi na večjo kapacitivnost.

Pri načrtovanju geometrije transformatorja je možno izbirati med različnimi oblikami jeder, med tuljavniki s prekati ali brez njih, v oknu jedra je možno razporediti navitja na različne načine, prilagoditi debelino žice in izolacije ter število ovojev. Po izločitvi ekonomsko in oblikovno neustreznih jeder, je možno izbirati med nekaj jedri z različnim razmerjem med presekom jedra in presekom okna. V primeru, da presek jedra prevladuje nad presekom okna, bo za enako induktivnost na tuljavniki potrebno naviti manj ovojev kot v obratnem primeru, je pa tako jedro dražje. Tuljavniki s prekati so zelo primerni za transformatorje z galvansko ločitvijo za visoko napetost, kjer ima transformator le dve navitji oz. so sekundarna navitja vezana zaporedno. Iz teoretičnega dela naloge je bilo razvidno, da deluje transformator v zapornem pretvorniku kot galvansko ločena dušilka z zračno režo, ki se v feritnem jedru običajno nahaja v srednjem stebru jedra (slika 45). Pri impulznih obremenitvah sekundarnih navitij, ki so popolnoma ločena med seboj ali imajo le eno skupno točko, stresanje posameznih navitij vpliva na razporeditev energije med izhodi transformatorja. Iz tega stališča je v obravnavanem zapornem pretvorniku za izdelavo transformatorja primernejši tuljavniki z enim prekatom.



Slika 45: Prerez transformatorja

Optimirane vrednosti elementov električne nadomestne sheme stikalnega transformatorja, ki vplivajo na spekter konduktivnih motenj in jih je treba zagotoviti z geometrijo transformatorja, so:

- minimalna kapacitivnost med ovoji primarnega navitja,
- minimalna kapacitivnost med ovoji sekundarnega navitja,
- nizka kapacitivnost med primarnim in sekundarnim navitjem,
- stresana induktivnost sekundarnega navitja mora biti minimalna in relativno manjša od stresane induktivnosti primarnega navitja.

Teoretično je minimalno medovojno kapacitivnost navitja možno zagotoviti z veliko razdaljo med sosednjimi ovoji žice, z minimalno prevodno površino med ovoji, kar pomeni minimalen presek žice ter z majhno dielektrično konstanto izolacijskega materiala. Za proizvodnjo velikoserijskih izdelkov na trgu ni dostopne žice z debelo izolacijo nizke dielektrične konstante, zato ta možnost za načrtovalca ni uporabna. Pri strojnem navijanju transformatorja je razmik med sosednjimi ovoji navitja pri enoplastnem navitju enostavno izvedljiv z nastavitvijo pomika navijalne glave. Pri razmiku med plastmi istega navitja, ki obsega več kot eno plast, pa je treba dodati plast izolacijskega materiala. Zato se zahtevnost izdelave navitja poveča, kar močno vpliva na ceno transformatorja. Za velikoserijske transformatorje je najsprejemljivejša rešitev povečanje razdalje med ovoji žice, kar načrtovalec lahko doseže z uporabo žice z debelejšo izolacijo (trikrat lakirana žica, wire wrap). Ker pa nadomestno medovojno kapacitivnost navitja sestavljajo zaporedno vezane kapacitivnosti med sosednjimi ovoji ter njim vzporedno vezane kapacitivnosti med bolj oddaljenimi ovoji, je z zmanjšanjem slednjih možno zmanjšati

nadomestno kapacitivnost. Če so zaporedno vezane kapacitivnosti med sosednjimi ovoji velike, kapacitivnosti med bolj oddaljenimi ovoji pa ustrezno manjše, je skupna medovojna kapacitivnost lahko precej manjša, kot če so kapacitivnosti med sosednjimi ovoji majhne, kapacitivnosti med bolj oddaljenimi ovoji pa večje kot v prejšnjem primeru. Pri spremembi premera žice z 0,15 mm na 0,25 mm se navitje iz dveh plasti razširi v štiri plasti, pri tem pa se bistveno povečajo razdalje med začetnimi in končnimi ovoji navitja. S tem razlogom je bila za izdelavo transformatorja izbrana debelejša žica, kot je glede na tokovno obremenitev nujno.

Kapacitivnost med primarnim in sekundarnim navitjem je najlažje spreminjati s spreminjanjem medsebojne razdalje, saj je med navitjema zaradi prebojne trdnosti v vsakem primeru dodana plast izolacijskega materiala, debelina plasti pa je odvisna od navodil načrtovalca. Na velikost kapacitivnosti vpliva tudi velikost prevodnih površin oziroma debelina žice ter dielektrična konstanta izolacijskega materiala. Pri povečevanju debeline izolacijskega materiala mora načrtovalec paziti na zmanjševanje razdalje med navitjem in jedrom, saj je jedro električno prevodno in vpliva na skupno kapacitivnost med navitji. V obravnavanem primeru kapacitivnost med primarnim in sekundarnim navitjem ni bila optimirana.

V realnih pogojih je nemogoče izdelati dušilko ali transformator brez stresanja, možno pa je načrtovati razporeditev stresanih induktivnosti med navitji. Navitje transformatorja ima veliko stresano induktivnost, če ima slab sklop z magnetnim pretokom skozi jedro transformatorja. Ker je pri visokofrekvenčnem transformatorju v zapornem pretvorniku večina magnetne energije shranjena v zračni reži, ima najmanjšo stresano induktivnost navitje, ki oklepa zračno režo. Če se položaj navitja v oknu jedra oddaljuje od zračne reže, se stresana induktivnost navitja povečuje, saj se del magnetnega pretoka zaključuje izven navitja. Zato načrtovalec navitje, kateremu določi najmanjšo stresano induktivnost, postavi v prvo plast nad srednjim stebrom jedra transformatorja (navitje 1 s slike 45). V primeru, da je širina navitja manjša od širine tuljavnika, ovoje postavi na sredino tuljavnika, tik nad zračno režo. Ker ima večina transformatorjev več kot le dve navitji, jih načrtovalec nato v plasteh dodaja glede na zahteve stresane induktivnosti posameznega navitja. Kot navitje 3 s slike 45 določi primarno navitje, ki bo imelo zaradi največje oddaljenosti od zračne reže največjo stresano induktivnost. Takšna razporeditev navitij je idealna v primeru enakomernih obremenitev vseh navitij, ko obremenitve posameznih navitij niso »impulznega« značaja. Pri takšnem zapornem pretvorniku je nepomembno, na katerem navitju je izvedena regulacija izhodne napetosti, saj so prestave med navitji konstantne, prav tako se ne spreminja vpliv impedanc zaradi stresanih induktivnosti, ker je tok skozi bremena konstanten. Pri izraziti impulzni obremenitvi enega od navitij in konstantni porabi drugega navitja pa je treba upoštevati vpliv impedanc stresanih induktivnosti na amplitude izhodnih napetosti. Hkrati z izbiro navitja, preko katerega bo izvedena regulacija izhodne

napetosti, je treba določiti razmerja stresanih induktivnosti sekundarnih navitij, da bo zagotovljena stabilnost izhodne napetosti na ostalih izhodih pretvornika. Zaradi majhnega števila ovojev sekundarnih navitij je za doseg spreminjene stresane induktivnosti dovolj že premik navitja v isti plasti navzgor ali navzdol glede na zračno režo (slika 45).

V začetni razvojni fazi zapornega pretvornika sem za izdelavo transformatorja izbral jedro EE 20 10 06, ker ustreza tehničnim in ekonomskim kriterijem. Izračunana zračna reža je bila 250 μm , pri kateri jedro niti v najbolj neugodnih pogojih ne pride v nasičenje. Število primarnih ovojev je bilo $N_1 = 140$, število ovojev glavnega sekundarnega navitja je bilo $N_4 + N_5 = 12$.

Glede na sliko 45 je imel komercialni transformator naslednjo razporeditev navitij:

- primarno navitje N_1 je bilo na mestu navitja 1 v dveh plasteh, žica je bila dimenzionirana glede na tokovno obremenitev in je imela premer 0,15 mm, izrazita neugodna lastnost je bila velika medvojnja kapacitivnost,
- sekundarna navitja N_3 , N_4 in N_5 so bila navita eno ob drugem na mestu navitja 3 z žico premera 0,40 mm, pri čemer je bilo navitje N_4 nad zračno režo, navitji N_3 in N_5 pa ob stenah tuljavnika,
- navitje N_2 , ki napaja primarno regulacijsko vezje majhne moči, je bilo na mestu navitja 2 na sredini tuljavnika, zato je imelo zelo dober sklop z magnetnim pretokom, njegova izhodna napetost je ob impulzni obremenitvi sekundarnega navitja nihala za 30 %.

Komercialni transformator je bil optimiran glede na ekonomske zahteve, zato je bil izbran minimalni presek žice z minimalno debelino izolacije. Okno transformatorja je bilo le do polovice zapolnjeno z navitji, kar je puščalo dovolj možnosti za optimalno razporeditev navitij.

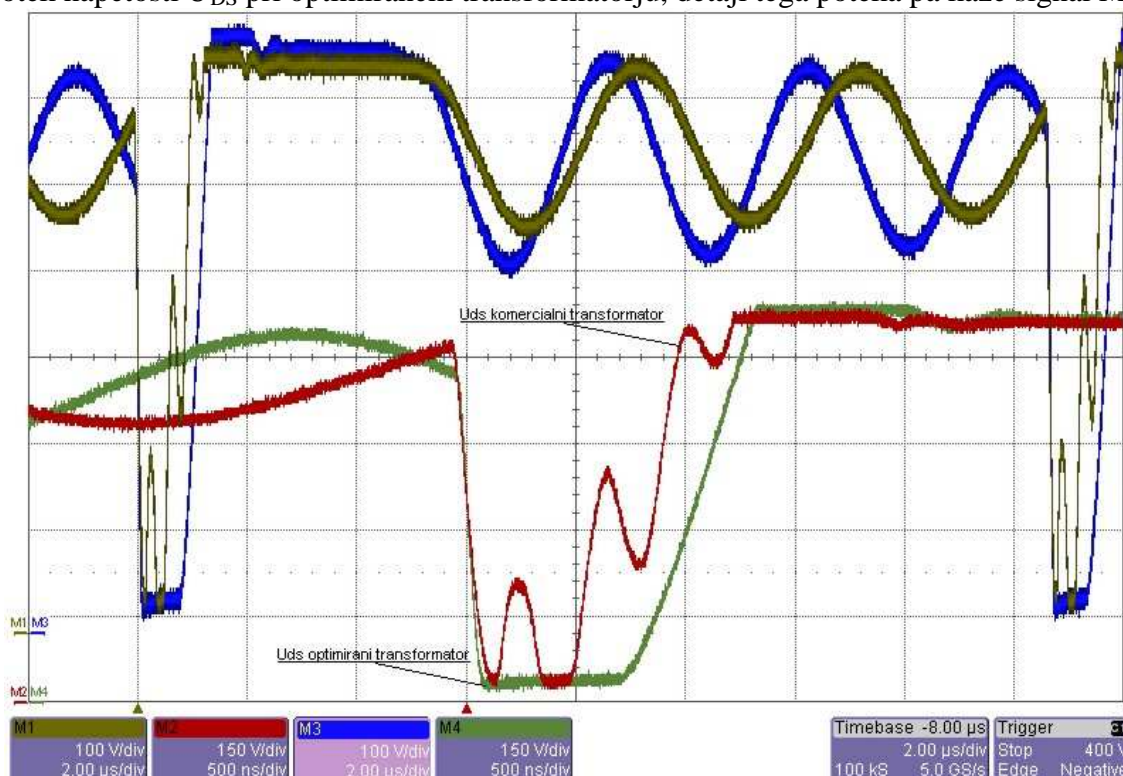
Pri načrtovanju optimiranega transformatorja sem upošteval prej navedene dejavnike, zato je imel sledečo geometrijo:

- primarno navitje N_1 je bilo na mestu navitja 3 v štirih plasteh, žica je bila obilno predimenzionirana za zmanjšanje medvojnje kapacitivnosti in je imela premer 0,28 mm,
- sekundarna navitja N_3 , N_4 in N_5 so bila navita eno ob drugem na mestu navitja 1. Zaradi zagotovitve enakomernega magnetnega sklopa z jedrom in s tem stabilne regulacije izhodnih napetosti pri impulzni obremenitvi sem navitji N_4 in N_5 namestil izven ravnine zračne reže, tik nad zračno režo pa je bil navit del navitja N_3 , ki se je nadaljevalo proti steni tuljavnika. Za navijanje vseh treh navitij je bila uporabljena žica premera 0,40 mm,

- navitje N_2 , ki napaja primarno regulacijsko vezje majhne moči, je bilo na mestu navitja 2, razporejeno je bilo preko celotne plasti. S tem je bila stresana induktivnost tega navitja večja kot pri komercialnem transformatorju, amplituda napetosti za napajanje regulacijskega vezja pa je bila manj odvisna od obremenitve navitij N_4 in N_5 .

Ob izdelavi optimiranega transformatorja je bilo zapolnjeno 80 % okna transformatorja, poleg ugodnih vplivov optimizacije na spekter konduktivnih motenj pa je bila dosežena bistveno večja stabilnost izhodnih napetosti pri impulzni obremenitvi.

navedene v zavihkih kanalov M_1 do M_4 na spodnjem levem robu slike. Signal M_3 kaže potek napetosti U_{DS} pri optimiranem transformatorju, detajl tega poteka pa kaže signal M_4 .

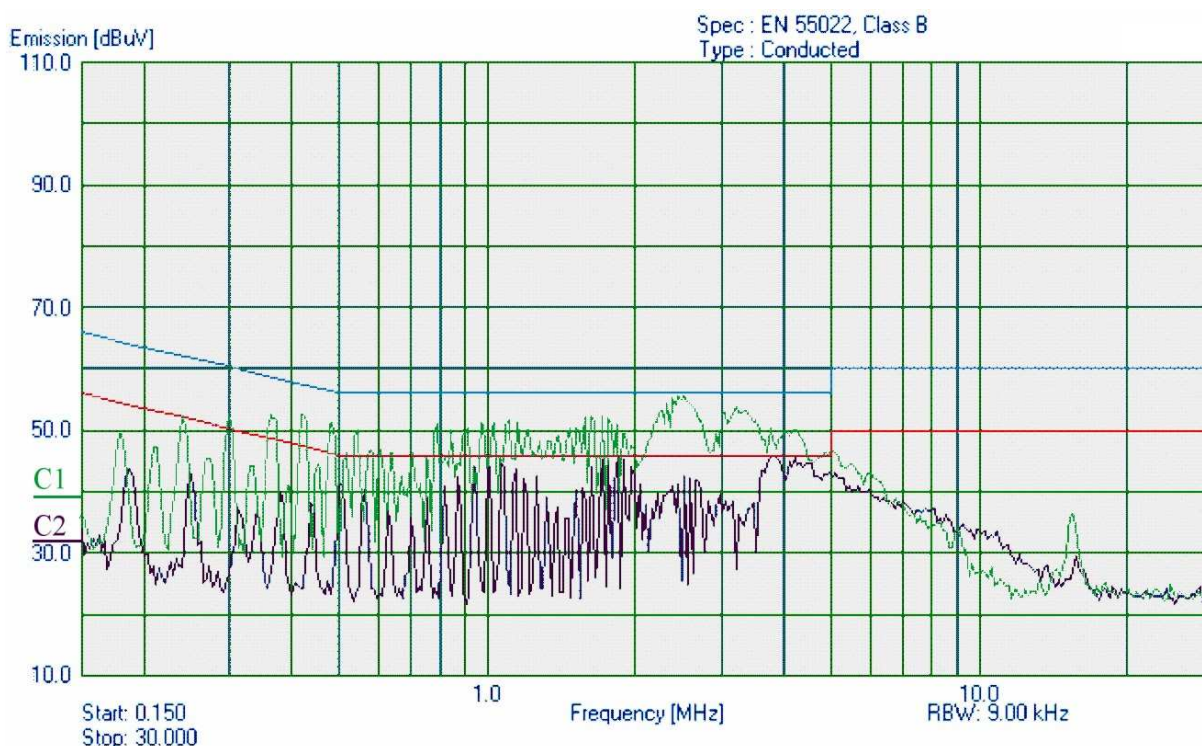


Slika 47: Karakteristični poteki veličin v vezju ob izklopu tranzistorja: U_{DS} pri vgrajenem komercialnem transformatorju (M_1 in M_2) in U_{DS} pri vgrajenem optimiranem transformatorju (M_3 in M_4)

Že hiter pregled slike 47 razkrije, da Millerjev efekt pri uporabi optimiranega transformatorja ni opazen, izklop stikalnega tranzistorja poteka pravilno, to pa zagotavlja majhne stikalne izgube. Po izklopu napetost preseže nivo napetosti pri komercialnem transformatorju, saj ima optimirani transformator večjo primarno stresano induktivnost, hkrati pa je izklop stikalnega tranzistorja hitrejši in se manjši del energije na njem spremeni v toploto. Po končanem razmagnetenju jedra transformatorja je pri obeh napetostnih signalih opazno nihanje, značilno za realne transformatorje. Frekvenca nihanja je pri optimiranem transformatorju višja zaradi bistveno manjše medvojnne kapacitivnosti primarnega navitja. Ista lastnost vpliva tudi na višjo amplitudo nihanja, ki ga prekine ponovni vklop stikalnega tranzistorja. Del napetosti U_{DS} od vklopa stikalnega tranzistorja do zaključka njegovega izklopa je bolj podrobno prikazan s signaloma M_2 in M_4 . Vklon stikalnega tranzistorja poteka pri obeh transformatorjih podobno. Ker je napetost U_{DS} pri komercialnem transformatorju v trenutku vklopa stikalnega tranzistorja nekoliko višja, je vklop komaj opazno počasnejši zaradi napetostno odvisnih lastnosti stikalnega tranzistorja. Takoj po vklopu pa regulacijsko vezje poskuša izklopiti stikalni tranzistor, ker je amplituda

izhodne napetosti ustrezno visoka. Parazitne lastnosti komercialnega transformatorja povzročijo Millerjev efekt, zato se stikalni tranzistor ne izklopi v želenem trenutku, ampak transformatorju posreduje večjo količino energije od potrebne. Kot posledica bo ob enaki obremenitvi izhoda tudi naslednji impulz minimalne širine. V nasprotju s signalom M_2 pa regulacijsko vezje stikalni tranzistor pri signalu M_4 izklopi po daljšem času (650 ns). V tem času transformator v zračno režo shrani dovolj energije za vzdrževanje amplitude izhodne napetosti skozi celotno periodo, izklop stikalnega tranzistorja pa poteka brez posebnosti v času 550 ns. Napetost je na optimiranem transformatorju pritisnjena za približno 8 % dlje kot pri komercialnem transformatorju, ker je lastna induktivnost primarnega navitja prvega manjša.

Spektra konduktivnih motenj zapornega pretvornika s slike 46 sta prikazana na sliki 48, kjer signal C_1 predstavlja spekter konduktivnih motenj pri vgrajenem komercialnem transformatorju, signal C_2 pa spekter konduktivnih motenj pri vgrajenem optimiranem transformatorju.



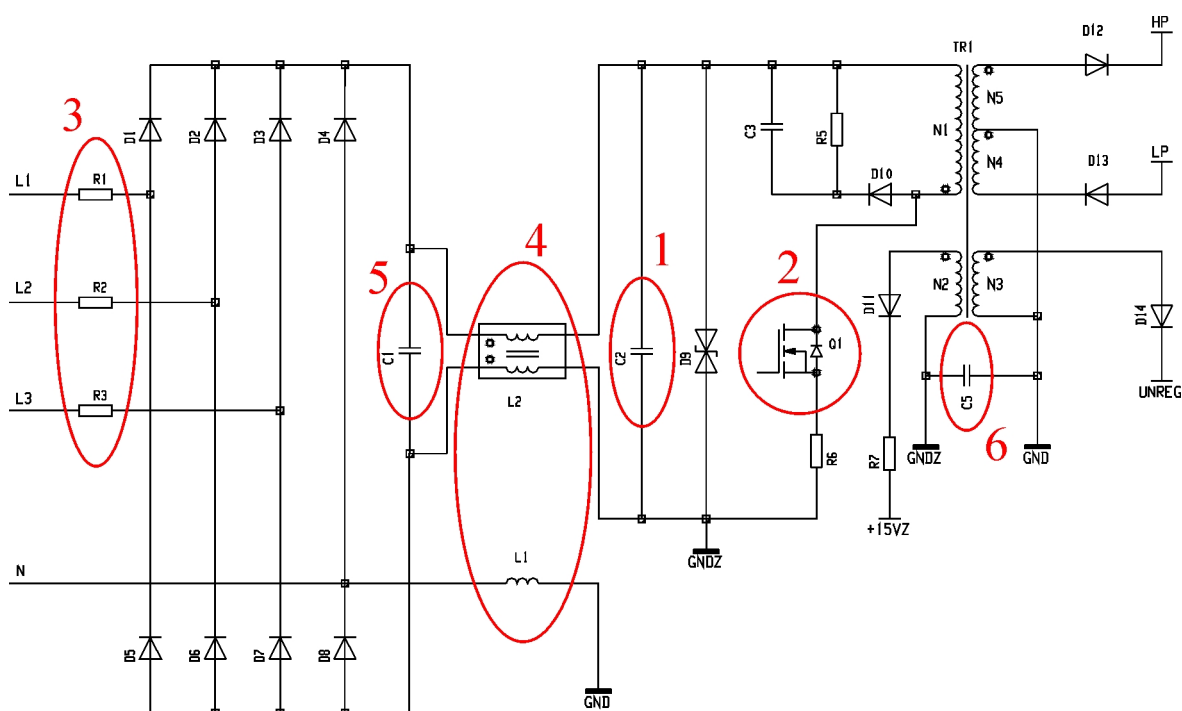
Slika 48: Frekvenčni spektrer konduktivnih motenj zapornega pretvornika: (C_1) s komercialnim transformatorjem in (C_2) z optimiranim transformatorjem

Kot je razvidno s slike 48, je izmerjeni spekter konduktivnih motenj pri vgrajenem optimiranem transformatorju do frekvence 4 MHz za povprečno 10 dB nižji od izmerjenega spektra konduktivnih motenj pri vgrajenem komercialnem transformatorju. Nad navedeno frekvenco so razlike med spektroma minimalne, saj se signali v

frekvenčnem področju nad 4 MHz prenašajo preko parazitnih kapacitivnosti in s sevanjem. Na zmanjšanje amplitud višjiharmonikov osnovne stikalne frekvence do približno 700 kHz ima največji vpliv manjša primarna medovojna kapacitivnost optimiranega transformatorja. Znižanje spektra konduktivnih motenj v območju med 2 MHz in 3 MHz za približno 15 dB pa je posledica manjšega vpliva sekundarne kapacitivnosti na pojav Millerjevega efekta. Na del spektra med 700 kHz in 2 MHz, ki je v primeru komercialnega transformatorja ojačen zaradi dodajanja energije v parazitne nihajne kroge ob izklopih stikalnega tranzistorja, pa ima vpliv predvsem veliko razmerje med primarno in sekundarno stresano induktivnostjo.

5.2 Vhodni del zapornega pretvornika

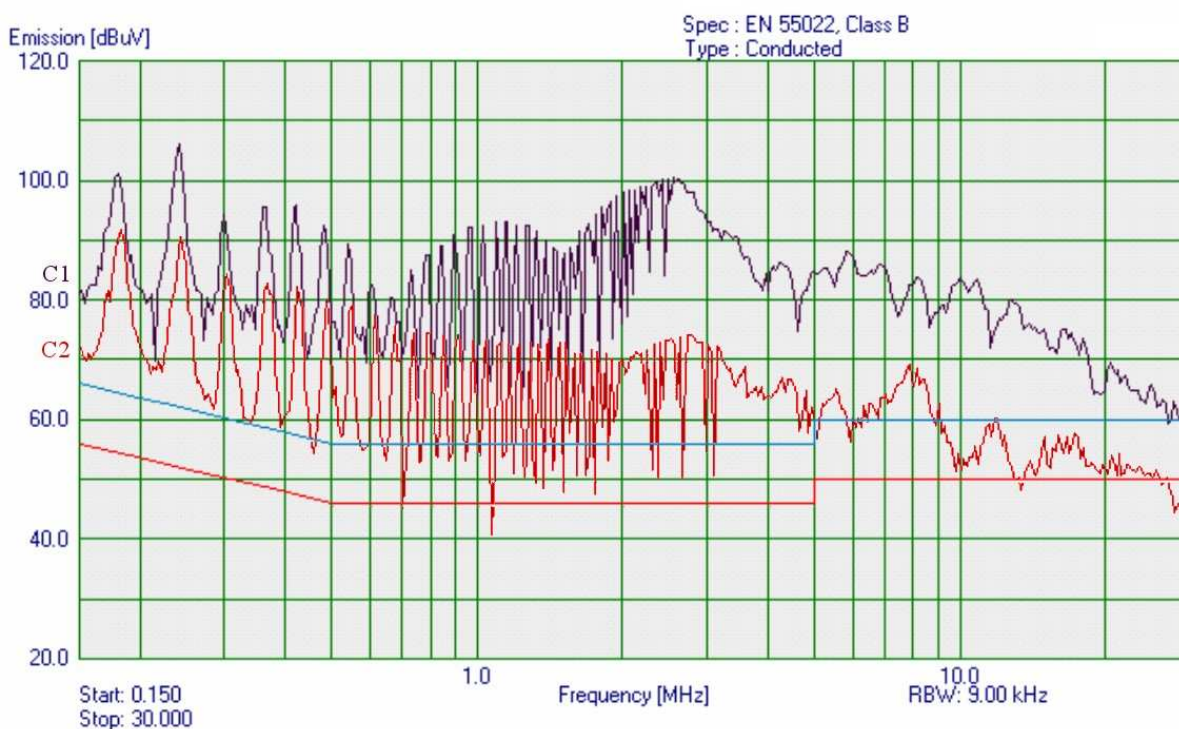
V vhodni del zapornega pretvornika so vgrajeni elementi, katerih funkcija je neposredno vezana na prenos energije in elementi, katerih uporaba je nujna zaradi zahtev standardov. V nadaljevanju bom predstavil vpliv posameznih elementov na spekter konduktivnih motenj.



Slika 49: Ključni elementi zapornega pretvornika, ki vplivajo na frekvenčni spekter konduktivnih motenj

5.2.1 Gladilni kondenzator

Za transformacijo energije v zapornem pretvorniku zadostujejo usmerniške diode D_1 do D_8 s slike 49, transformator in stikalni tranzistor ter polvalni usmernik na sekundarni strani transformatorja. Za zaščito stikalnega tranzistorja je nujno še prenapetostno zaščitno vezje D_{10} , C_3 in R_5 , za napajanje regulacijskega vezja zapornega pretvornika pa navitje N_2 z usmernikom D_{11} . Spekter konduktivnih motenj takšnega pretvornika je prikazan s signalom C_1 na sliki 50.



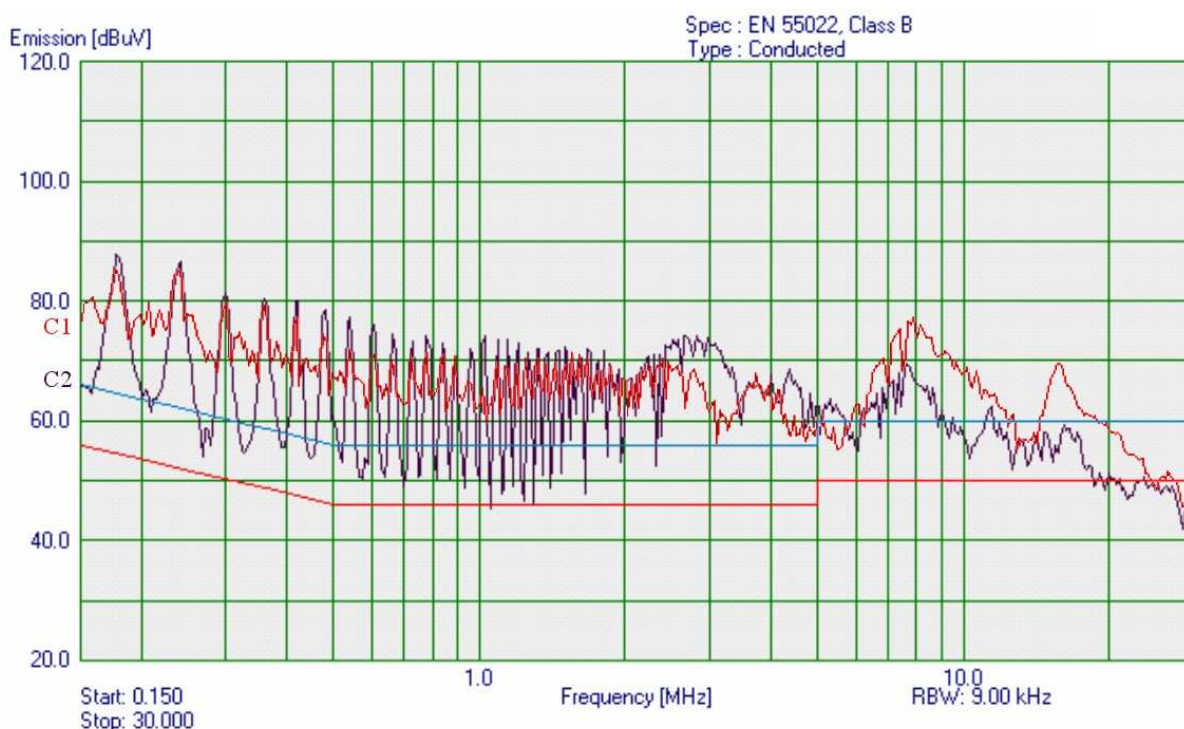
Slika 50: Frekvenčni spekter konduktivnih motenj: (C_1) brez gladilnega kondenzatorja in (C_2) z vgrajenim gladilnim kondenzatorjem

Za bolj konstantno usmerjeno napetost je za trifaznim polnovalnim usmernikom dodan gladilni kondenzator C_2 (slika 49), ki hkrati znatno vpliva na spekter konduktivnih motenj (signal C_2 na sliki 50). Manjša valovitost napajalne napetosti ugodno vpliva na življenjsko dobo komponent, poleg tega pa omenjen kondenzator blaži prenapetostne konice iz omrežja. Ker gladilni kondenzator predstavlja majhno impedanco za visokofrekvenčne signale, se del konduktivnih motenj zaključuje preko njega. Nivo znižanja spektra konduktivnih motenj je odvisen od velikosti kondenzatorja, ki ima v primeru obravnavanega pretvornika glede na zahtevano glajenje napetosti kapacitivnost 100 nF. Pri večji kapacitivnosti gladilnega kondenzatorja se nivo spektra konduktivnih motenj bolj zniža, kar pa zavzame več prostora in podraži celoten izdelek. Pri izbiri večje

kapacitivnosti kondenzatorja pa se zveča tudi serijska parazitna induktivnost kondenzatorja, zaradi česar je impedanca kondenzatorja za visokofrekvenčne signale večja. Gladilni kondenzator omejuje le nivo protifaznih signalov, medtem ko na del motenj, ki se zaključuje preko sekundarnega tokokroga nima vpliva.

5.2.2 Zaščitni upori in stikalni tranzistor

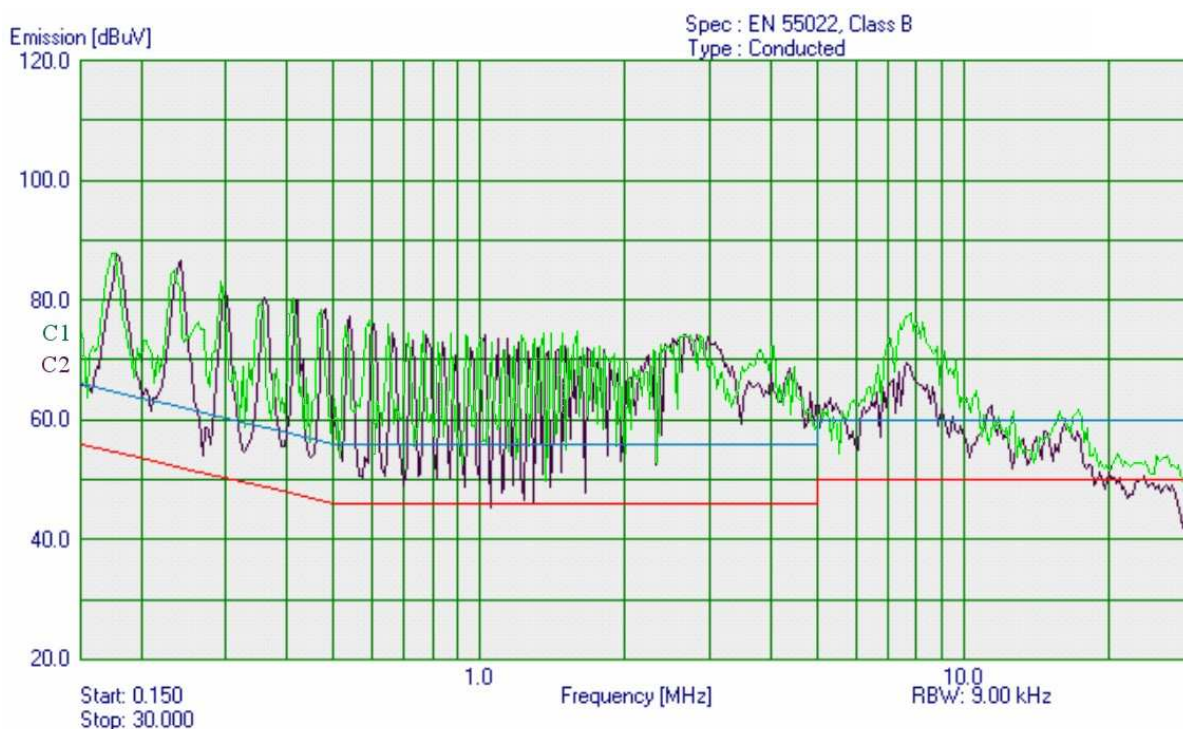
Ker je za usmerniški diodi vgrajen gladilni kondenzator, ob vklopu omrežne napetosti skozi diode steče konica toka, ki napolni kondenzator na konično vrednost omrežne napetosti. Konica toka je omejena le z upornostjo vezi in notranjo upornostjo kondenzatorja, zato lahko poškoduje usmerniške diode. Zaradi tega so v fazne vodnike takoj za osnovno prenapetostno zaščito z varistorji dodani upori z vrednostjo $R = 60\Omega$. Njihov vpliv na spekter konduktivnih motenj kaže signal C_2 na sliki 51, spekter brez dodanih uporov pa kaže signal C_1 na sliki 50. Vrednost zaščitnih uporov je izbrana tako, da zaščitijo usmerniške diode pred uničenjem tudi v najneugodnejšem primeru, ki ga v laboratoriju simuliramo z udarnim valom. Zaradi hitrega naraščanja napetosti varistorji teoretično omejujejo amplitudo na 900 V med faznimi in ničelnim vodnikom, medfazno pa na dvojno vrednost.



Slika 51: Frekvenčni spekter konduktivnih motenj: (C_2) z dodanimi zaščitnimi upori pri počasnem proženju stikalnega tranzistorja in (C_1) pri hitrem proženju stikalnega tranzistorja

Signal C_2 na sliki 51 sem izmeril, ko je bil v zapornem pretvorniku vgrajen stikalni tranzistor Hitachi 2SK1317. Le – ta se je zaradi uveljavljene tehnologije izkazal za zanesljivega, ker pa je izdelan v visokonapetostni MOS tehnologiji, so prehodi med vklopi in izklopi dovolj počasni, da ne povzročajo pretiranega elektromagnetnega sevanja zapornega pretvornika. Stikalni tranzistor je bil prožen z napetostjo 15 V preko upora 120Ω , izklop pa je potekal preko diode in upora 47Ω . Za primerjavo je bil izmerjen spekter konduktivnih motenj pri proženju stikalnega tranzistorja z isto napetostjo in prožilnim uporom 20Ω tako pri vklopu kot izklopu. Zaradi drugačnih parametrov prožilnega vezja teče v vrata stikalnega tranzistorja večji konični tok, ki pa zaradi omejitev visokonapetostne MOS tehnologije ob vklopu ne vpliva na strmino napetosti U_{DS} . Začetna "kapacitivna" konica toka skozi primarno navitje transformatorja je nespremenjena, zato so amplitude višjiharmonskih komponent stikalne frekvence enakega nivoja. Izklop pa poteka hitreje, zato je Millerjev efekt manj opazen in je spekter konduktivnih motenj med 2,5 MHz in 3,5 MHz oslabljen. Večja strmina napetosti U_{DS} ob izklopu stikalnega tranzistorja povzroči, da se poveča elektromagnetno sevanje visokofrekvenčnih signalov, kar se opazi tudi pri ojačitvi spektra konduktivnih motenj pri frekvencah nad 6 MHz. Do podobne ugotovitve sem prišel pri zamenjavi omenjenega stikalnega tranzistorja z MOSfet tranzistorjem nove tehnologije, ki ima zmanjšane parazitne kapacitivnosti in zaradi tega hitrejše preklope pri enakih parametrih prožilnega vezja. Kljub novi tehnologiji pa je treba poudariti, da so MOSfet tranzistorji z nazivno napetostjo 1500 V še vedno nekajkrat počasnejši od MOSfet tranzistorjev z nazivno napetostjo pod 1000 V.

Na sliki 52 je prikazana primerjava med spektroma konduktivnih motenj pri uporabi stikalnega tranzistorja uveljavljene tehnologije (C_2) in stikalnega tranzistorja novejšje tehnologije (C_1). Oba tranzistorja sta bila pri vklopu prožena z napetostjo 15 V preko upora 120Ω , pri izklopu pa preko diode in upora 47Ω .



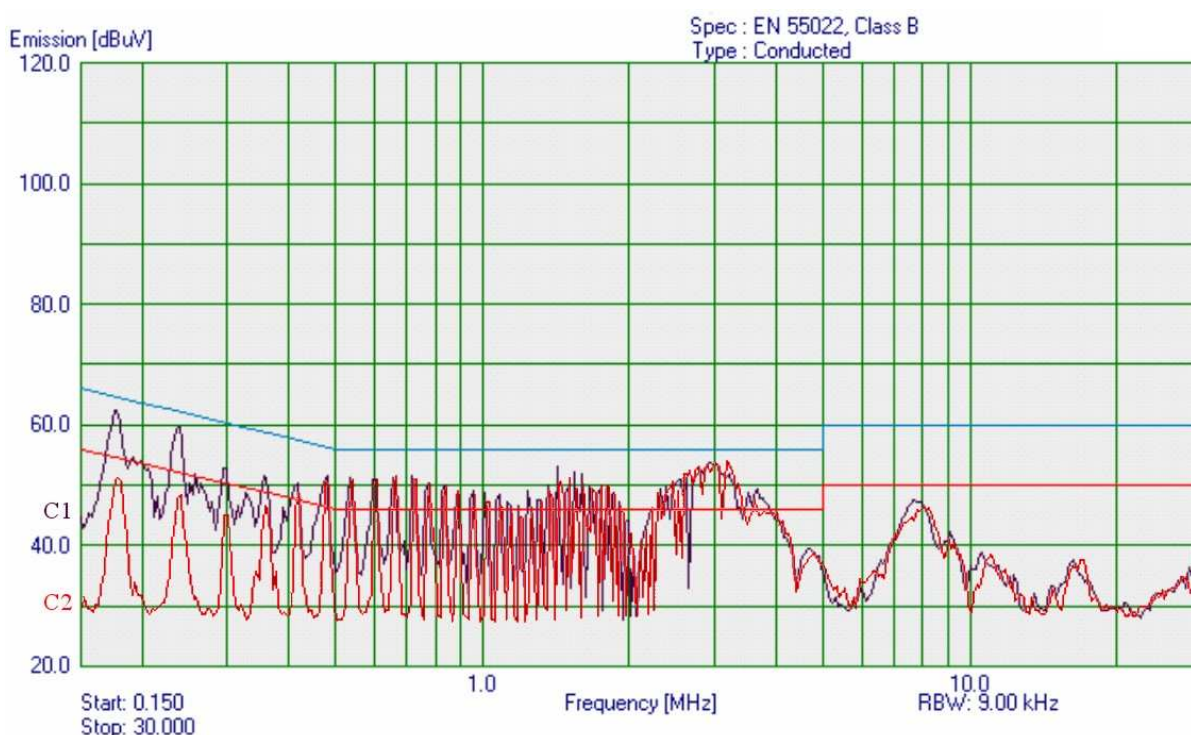
Slika 52: Frekvenčni spekter konduktivnih motenj: (C_2) pri počasnem proženju stikalnega tranzistorja in (C_1) pri vgrajenem stikalnem tranzistorju novejšje tehnologije

V področju višjeharmonskih komponent osnovne stikalne frekvence ni opaznih bistvenih razlik, ravno tako se ne izboljša ali poslabša vpliv Millerjevega efekta, spekter pa je ojačen v visokofrekvenčnem področju, kjer prihaja do elektromagnetnega sevanja.

5.2.3 Dušilke in filtrski kondenzatorji

Zakonski predpisi določajo, pri kakšnih pogojih morajo delovati elektronske naprave, med katere spadajo tudi elektronski števeci električne energije. To niso le nazivne veličine, ampak tudi razne prenapetosti in vsiljeni visokofrekvenčni tokovi ter močna električna in magnetna polja različne frekvence. Eden od testov, ki ga mora naprava prestati, je tudi preizkus občutljivosti naprave na hitre napetostne konice, ki se v omrežju lahko pojavijo zaradi stikalnih manevrov ali atmosferskih razelektritev. Postopek preizkušanja poteka tako, da se v priključne vodnike naprave preko kapacitivnega sklopa vsili napetostne impulze z amplitudo 4 kV in frekvenco 2,5 kHz. Impulzi se generirajo 15 ms, nato sledi premor, dolg 285 ms. Signal se ponavlja eno minuto, števec električne energije pa mora med testom pravilno delovati. Oblika impulza je udarni val, 5/50 ns, kar pomeni 5 ns naraščanja napetosti do amplitude 4 kV in 50 ns upadanja napetosti do vrednosti 50 % amplitude. Opisani impulzi so tako hitri, da se preko kapacitivnosti ali elektromagnetnega polja v zankah na tiskanem vezju inducirajo napetosti znatne amplitude. Te lahko sprožijo

reset signal procesorja ali povzročijo nedefinirana stanja na vhodih integriranih vezij, kar lahko vodi k napačnemu delovanju in s tem do nepravilnega merjenja števca. Energijsko pa so signali šibki, zato na vhodih procesorja zadostujejo že kondenzatorji s kapacitivnostjo $C = 100 \text{ pF}$, ki sprejmejo energijo impulzov in omogočijo pravilno delovanje naprave. Impulzom je možno preprečiti vstop v napravo, če v napajalne vodnike vgradimo dušilke z zelo nizko vrednostjo parazitne kapacitivnosti. Ker hkrati vemo, da dušilke znižujejo nivo visokofrekvenčnih signalov, ki jih naprava oddaja v omrežje, lahko združimo filtriranje konduktivnih motenj in zagotavljanje odpornosti na hitre napetostne konice. Dušilka za oba namena mora imeti majhno medovojno kapacitivnost, ohmska upornost ni pomembna, največje dušenje pa mora biti zaradi spektra konduktivnih motenj pod 500 kHz. Cenovno najugodnejša varianta, ki zadovoljuje tehnične kriterije, je namenska dušilka za zmanjševanje konduktivnih motenj, ki jo postavimo na mesto dušilk L_1 in L_2 na sliki 49. Zaradi pravilno izbranega mesta vgradnje potrebujemo le dva elementa namesto štirih, ki bi bili vgrajeni v priključne vodnike.

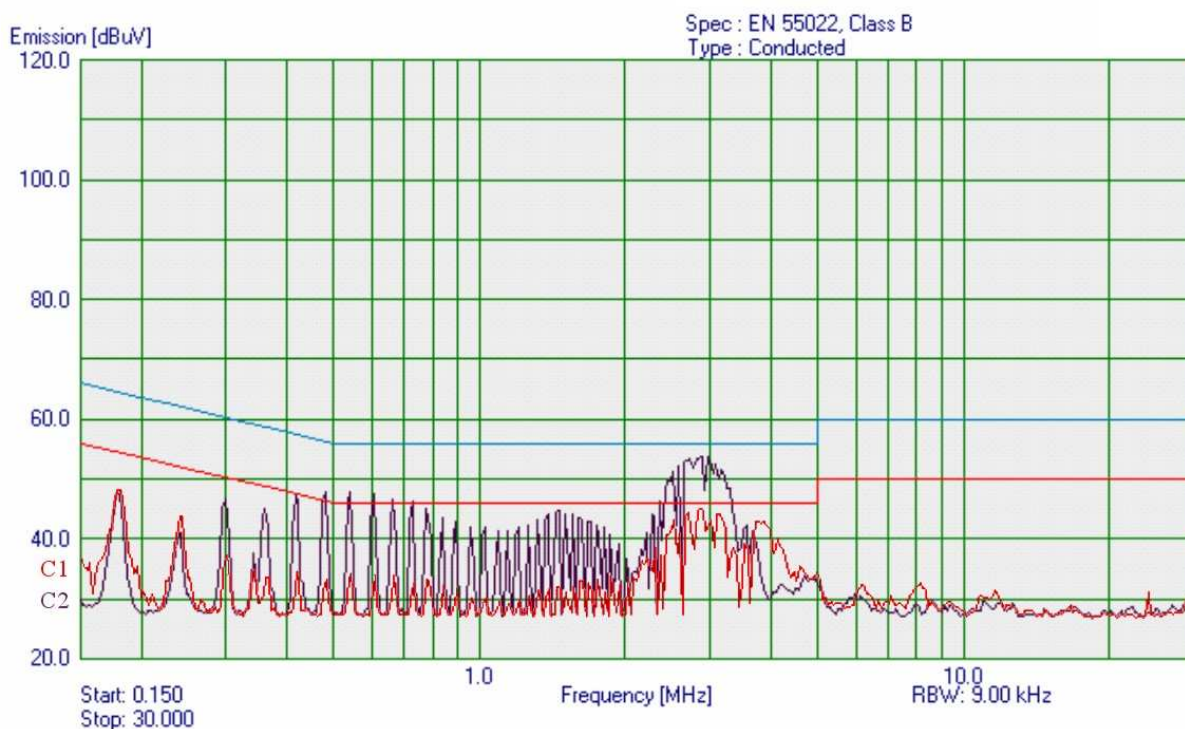


Slika 53: Frekvenčni spekter konduktivnih motenj: (C_1) z dodanima dušilkama L_1 in L_2 ; (C_2) z dodanim kondenzatorjem C_1 s slike 49

Po vgradnji dušilk L_1 in L_2 je bil izmerjen spekter konduktivnih motenj. Rezultati meritve so prikazani na sliki 53. Vidimo, da je spekter (C_1) v celotnem frekvenčnem območju oslabljen za 20 dB glede na predhodno meritev (C_2) na sliki 52. Ker sta dušilki vgrajeni tako v dovod napajanja, kot v električno povezavo med ničelnim vodnikom in maso GND

sekundarne strani transformatorja, so nižji tako sofazni kot protifazni signali. Ker je v tem primeru vhodni del zapornega pretvornika z usmernikom ločen od gladilnega kondenzatorja z dušilko, je v vezje dodan kondenzator C_1 . Ta s stališča konduktivnih motenj ni nujen, njegova vgradnja pa je upravičena zaradi zniževanja prenapetostnih konic iz omrežja. Te lahko kljub delovanju varistorjev poškodujejo merilni del števca ali usmerniške diode. Kondenzator C_1 sprejme odvečno energijo in s tem razbremeni druge elemente, konico toka pa omeji ustrezen upor R_1 , R_2 ali R_3 . Z vsemi omenjenimi elementi je števec električne energije ustrezno zaščiten pred uničujočimi vplivi iz omrežja za dolgoletno neprekinjeno priključitev in delovanje v najrazličnejših pogojih, hkrati pa kondenzator C_1 vpliva na znižanje amplitud prvih višjeharmonikov osnovne stikalne frekvence (signal C_2 na sliki 53).

V kolikor spekter konduktivnih motenj kljub vsem naporom razvijalca ni v sprejemljivih amplitudnih mejah, se visokofrekvenčni signali širijo po poti, ki je načrtovalec še ni upošteval. To se lahko zgodi pri popolnoma galvansko ločenem navitju transformatorja, kjer pot širjenja konduktivnih motenj najlaže določimo s prekinitvami prevodnih povezav. Ko je omenjen tokokrog določen, je nivo signalov možno zmanjšati z zaključitvijo tokokroga preko kapacitivnosti na primarno stran transformatorja. Zaključitev se izvede na pozitiven ali negativen potencial primarne usmerjene napetosti, kar določimo glede na prevladujoči vpliv vklopne ali izklopne strmine napetosti na primarnem navitju transformatorja. Pri galvansko ločenem napajanju porabnikov na mali napetosti do 50 V veljajo varnostni predpisi, ki določajo tudi razrede varnostnih kondenzatorjev. Kot kapacitivnost med primarnim in sekundarnim tokokrogom (C_5 na sliki 49) je v tem primeru dovoljen kondenzator iz razreda Y1, zato je omenjeni kondenzator v strokovni literaturi imenovan Y kondenzator.



Slika 54: Frekvenčni spekter konduktivnih motenj z dodanimi vsemi ključnimi elementi zapornega pretvornika in Y1 kondenzatorjem: (C_1) meritev izvedena v faznem vodniku; (C_2) meritev izvedena v ničelnem vodniku

Obravnani pretvornik ni popolnoma galvansko ločen, zato je vpliv kondenzatorja C_5 s slike 49 na spekter konduktivnih motenj drugačen za fazne kot za ničelni vodnik. Signal C_2 na sliki 54 kaže izmerjen spekter konduktivnih motenj v nevtralnem vodniku, kjer je znižanje nivoja do frekvence 3,5 MHz komaj opazno, pri višjih frekvencah pa motenj praktično ni. Drugačen spekter pa je izmerjen v faznih vodnikih (signal C_1 na sliki 54), kjer je prisotnih samo prvih nekaj višjeharmonikov stikalne frekvence in izstopajoč vpliv Millerjevega efekta. Na njegov vpliv v ničelnem vodniku kondenzator C_5 nima nobenega vpliva. Visokofrekvenčni signali, ki se širijo preko parazitne kapacitivnosti med primarnim in sekundarnim navitjem, pa so močno zadušeni.

Ker je bila uspešno opravljena optimizacija transformatorja, kondenzator C_5 ni bil vgrajen v končno verzijo obravnavanega števec električne energije, prav tako mi ni bilo treba načrtovati filtra z večjim dušenjem.

6. Stikalne izgube in izkoristek zapornega pretvornika

Z namenom podati oceno kakovosti napajalnika sem izmeril izgube na stikalnem tranzistorju in izkoristek napajalnika. Meritev sem izdelal za oba primera; z vgrajenim komercialnim transformatorjem in z vgrajenim optimiranim transformatorjem. Napajalnik je med meritvijo deloval pri nazivni napetosti 3×230 V, pri čemer je usmerjena napetost znašala 563 V. Valovitost usmerjene napetosti je bila 30 V. Napajalnik je bil obremenjen z nazivno porabo števca električne energije $P_{\xi} = 2,68$ W. Stikalne izgube na tranzistorju sem izmeril z osciloskopom s pomočjo tokovne in visokonapetostne sonde. Ker toka skozi tranzistor zaradi nizke vrednosti pri nazivni napetosti ni možno meriti z zadostno točnostjo, so rezultati uporabni le primerjalno. Razmerje preklopnih izgub na stikalnem tranzistorju ob vgrajenem optimiranem transformatorju proti izgubam pri vgrajenem komercialnem transformatorju je znašalo 0,92.

$$\frac{P_{izgub\ optimirani\ transformator}}{P_{izgub\ komercialni\ transformator}} = 0,92 \quad (30)$$

Izkoristek napajalnika sem prav tako izmeril pri nazivnih pogojih delovanja. V izkoristku je zajeta pretvorba energije z galvansko ločenim zapornim pretvornikom, ki ji sledi pretvorba s pretvornikom navzdol. Zajete so tudi izgube moči zaradi uporovnih delilnikov v napetostnih merilnih tokokrogih. Nazivna poraba elektronike v števcu je bila 2,68 W, izmerjena vhodna moč v števec pa je znašala:

- zaporni pretvornik z vgrajenim komercialnim transformatorjem, vhodna moč v števec $P_{vh} = 4,16$ W, izračunan izkoristek $\eta = 64,4$ % ,
- pretvornik z vgrajenim optimiranim transformatorjem, vhodna moč v števec $P_{vh} = 3,89$ W, izračunan izkoristek $\eta = 68,9$ % .

7. Zaključek

Predpisi o konduktivnih motnjah lahko načrtovalcu elektronske naprave povzročijo precejšnje težave pri usklajevanju zahtev funkcionalnosti, ustreznosti predpisom in pričakovane končne cene naprave. V primeru, da elektronska naprava z vgrajenim enostavnim dvostopenjskim LC filtrom izpolnjuje zgoraj navedene zahteve, v manjši meri pa odstopa od standardov o konduktivnih motnjah, mora načrtovalec v čim krajšem času najti ustrezno rešitev. Na podlagi analize komercialnih izdelkov sem prišel do ugotovitve, da sta v praksi uveljavljena dva pristopa k reševanju omenjene problematike. Prvi temelji na razširitvi vhodnega filtra z vgradnjo dodatnih komponent. Nivo konduktivnih motenj se sicer zmanjša pod dopustno mejno vrednost, vendar to neugodno vpliva na čas razvoja in ceno izdelka. V drugem primeru pa načrtovalec dopusti rahlo odstopanje frekvenčnega spektra od vrednosti, ki jih predpisuje standard, če predvideva, da se bo s takšno rešitvijo strinjal tudi kupec. Izdelek je na voljo takoj po sprejemljivi ceni, ni pa ustrezen za prosto prodajo na trgu.

V delu sem predstavil alternativno možnost zgoraj omenjenima načinoma, ki omogoča učinkovito zmanjšanje konduktivnih motenj v zapornem pretvorniku. Metoda temelji na odpravljanju oziroma zmanjševanju motenj že na mestu njihovega nastanka, kar zahteva več kot zgolj poznavanje osnovnega principa delovanja zapornega pretvornika. V ta namen sem v poglobljeno analizo delovanja vključil vpliv realnih elementov, ki jih strokovna literatura pri podajanju osnovnega principa delovanja močnostnih vezij ne izpostavlja. Upoštevajoč dodatna vezja za omejevanje prenapetosti v pretvorniku, stresane induktivnosti in parazitne kapacitivnosti med ovoji in navitji transformatorja ter stikalne lastnosti močnostnih stikal sem utemeljil vzroke za nastanek konduktivnih motenj. Pri tem igrajo ključno vlogo parazitne in stresane lastnosti visokofrekvenčnega transformatorja, ki tvorijo z ostalimi elementi vezja parazitne nihajne kroge. Znotraj njih se pretaka del energije, kar se navzven odraža v povečani amplitudi višjeharmonskih komponent – motenj. Realne lastnosti transformatorja – predvsem parazitna kapacitivnost sekundarnega navitja - vplivajo tudi na porast napetosti na močnostnem stikalu ob njegovem izklopu. To povzroča nekontrolirane večkratne ponovne vklope stikala, kar se dodatno odraža v frekvenčnem spektru konduktivnih motenj. Predpostavke teoretičnega dela naloge sem podkrepil z eksperimentalnimi rezultati, pri čemer sem ovrednotil vpliv realnih lastnosti transformatorja in stikala na frekvenčni spekter konduktivnih motenj. K omejevanju motenj sem pristopil z vidika odpravljanja dejavnikov, ki so vzrok za nastanek elektromagnetnih motenj. V ta namen sem predlagal priporočila, ki jih je treba upoštevati pri načrtovanju visokofrekvenčnega transformatorja, da se zagotovi minimalne vrednosti parazitnih kapacitivnosti in stresanih induktivnosti transformatorja. Optimizacija stikalnega transformatorja je sicer časovno potraten postopek, vendar omogoča načrtovalcu, da

izdelek prilagodi zahtevam predpisov brez spreminjanja vhodnega dela napajalnika in brez vpliva na ceno končnega izdelka. Po pridobitvi določenih izkušenj lahko načrtovalec že v razvojni fazi načrtuje optimalni transformator, s tem pa preventivno zniža spekter generiranih konduktivnih motenj. Dodatna pozitivna lastnost, ki jo načrtovalec pridobi z optimizacijo transformatorja, pa je poglobljeno poznavanje delovanja zapornega pretvornika. To mu omogoča, da transformator ni več nujno zlo v zapornem pretvorniku, ampak skrbno načrtovan element tako s stališča motenj in parazitnih lastnosti kot s stališča njegove funkcionalnosti.

V konkretnem primeru sem z optimizacijo transformatorja dosegel znižanje amplitud konduktivnih motenj za 10 dB μ V do 15 dB μ V, kar je razvidno iz eksperimentalnih rezultatov. Prednost optimiranega transformatorja se je pokazala tudi pri analizi stikalnih izgub in izkoristka napajalnika. Slednji je bil v primeru vgrajenega optimiranega transformatorja za dobrih 4 % višji kot v primeru komercialno dostopnega transformatorja.

Literatura

- [1] EN 61000-6-3, "*Electromagnetic Compatibility Part 6-3: Generic Standards – Emission standard for residential, commercial and light-industrial environments*", 2001.
- [2] EN 55022, "*Information technology equipment – Radio disturbance characteristics; Limits and methods of measurement*", 1998.
- [3] C. R. Paul, "*Introduction to Electromagnetic Compatibility*", John Wiley & Sons, Inc., New York, 1992.
- [4] D. A. Weston, "*Electromagnetic Compatibility: Principles and Applications*", Marcel Dekker, Inc., New York, 2001.
- [5] W. Duff, "*Fundamentals of Electromagnetic Compatibility*", Interference Control Technologies, Gainesville, 1988
- [6] E. B. Joffe, "*Principle of Path of Least Inductance in Circuit, Cable and Grounding Design*", The 2003 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Istanbul, 2003
- [7] H. Y. Lu, J. G. Zhu, S. Y. R. Hui, "*Experimental Determination of Stray Capacitances in High Frequency Transformers*", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, pp. 1105-1112, Sept. 2003
- [8] T. Williams, "*EMC for Product Designers*", Butterworth-Heinemann, Oxford, 1992
- [9] B. Mammano, B. Carsten, "*Understanding and Optimizing Electromagnetic Compatibility in Switchmode Power Supplies*", Texas Instruments Power Supply Design Seminar 2002, SLUP180
- [10] Texas Instruments, "*Current Mode PWM Controller UC2845*", Texas Instruments, www.ti.com, 2002
- [11] Fairchild Semiconductor, "*TL 494 SMPS Controller*", Fairchild Semiconductor International, www.fairchildsemi.com, 2000

[12] STMicroelectronics, "*Viper 12 AS*", STMicroelectronics, www.st.com, 2002

[13] Iskra Feriti, "*Ferrite Cores*", Iskra Feriti, Ljubljana, 2002

[14] Siemens Matsushita Components, "*Ferrite und Zubehor*", Siemens Matsushita Components GmbH, Munchen, 1994

[15] H. Ballan, M. Declercq, "*High Voltage Devices and Circuits in Standard CMOS Technologies*", Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, 1999.

[16] R. S. C. Cobbold, "*Theory and Applications of Field-Effect Transistors*", Wiley Interscience, New York, 1970

[17] P. Richman, "*Characteristics and operation of MOS field-effect devices*", McGraw-Hill, New York, 1967

[18] P. A. Chatterton, M. A. Houldon, "*EMC: electromagnetic theory to practical design*", John Wiley & Sons, Chichester, 1992

[19] S. W. Mee, J. E. Teune, "*Reducing Emissions in the Buck Converter SMPS*", The 2002 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Minneapolis, 2002

Izjava

Izjavljam, da sem magistrsko delo izdelal samostojno pod vodstvom mentorja prof. dr. Janeza Nastrana. Izkazano pomoč drugih sodelavcev sem v celoti navedel v zahvali.

Matej Martinjak