

LAPPEENRANNAN TEKNILLINEN KORKEAKOULU
Energiatekniikan osasto

HAKKURITEHOLÄHTEEN SÄÄDÖN SUUNNITTELU

Diplomityön aihe on hyväksytty Lappeenrannan teknillisen korkeakoulun energiategniikan osastoneuvoston kokouksessa 13.09.2000.

Työn tarkastaja : prof. ma. Pertti Silventoinen
Työn ohjaajat : dipl. ins. Mikko Kuisma ja
dipl. ins. Tero Järveläinen

Lappeenrannassa 24.10.2000

Katja Hynynen
Unikonkatu 2-4 G 2
53810 LAPPEENRANTA
Puh. (040) 550 7142

TIIVISTELMÄ

Tekijä : Katja Hynynen
Nimi : Hakkuriteholähteen säädön suunnittelu
Osasto : Energiatekniikan osasto
Vuosi : 2000
Paikka : Lappeenranta

Diplomityö. Lappeenrannan teknillinen korkeakoulu.

75 sivua, 42 kuvaa, 1 liite.

Tarkastajana prof. ma. Pertti Silventoinen.

Hakusanat : hakkuriteholähde, säätösuunnittelu

Diplomityö on tehty osana ETX-tutkimushanketta: 'Volyymiteholähteen suunnittelu-
metodien kehitys ja optimointi DFM-viitekehityksessä'. Työssä suunnitellaan hakkuri-
teholähteelle säätäjä. Tähän suunnittelun sektoriin syventyminen on teollisuudessa
jäänyt monesti vähälle. Säätö on tavallisesti ajan puutteen ja apuvälineiden käytön
osaamattomuuden tai puuttumisen takia suunniteltu kokeilemalla.

Työssä muodostetaan jännitemuotoisesti säädetyille hakkurille piensignaali-
mallilla linearisoidut siirtofunktiot, joiden perusteella voidaan tarkastella hakkurin
stabiilisuutta takaisinkytketyssä säätösilmukassa. Stabiiliustarkastelu tehdään
taajuustasossa käyttäen Bode-kuvaajia. Näiden kuvaajien perusteella viritetään
järjestelmään säätäjä. Säätäjän toimintaa aikatasossa tarkastellaan simuloimalla ja
reaalisen laitteen toimimista laboratoriotyypin avulla.

Tulosten perusteella voidaan todeta, että jännitemuotoisella säädöllä flyback-hakkuri
saadaan nopeaksi epäjatkevalla käämivirralla. Mikäli halutaan hakkurin toimivan
jatkevalla käämivirralla, on syytä käyttää muita säätömenetelmiä, esimerkiksi
huippuvirtasäätöä.

ABSTRACT

Author : Katja Hynynen
Title : Controller Design for the Switching Mode Power Supply
Department : Department of Energy Technology
Year : 2000
Place : Lappeenranta

Master's thesis. Lappeenranta University of Technology.

75 pages, 42 pictures, 1 appendix.

Examiner: acting professor Pertti Silventoinen.

Keywords: switching mode power supply, control design

This thesis is a part of the research program: 'Development and optimization of the volume power supply in the frame of DFM'. In the study there is designed a controller for a switching mode power supply. This field of the design has often been neglected in the industry. Normally the control has been designed experimentally because of the insufficient knowledge about the instruments and because of the lack of the time or the instruments.

In the study there are first made linearized transfer functions for the stability examination of the feedback loop of the converter. The examination is made in the frequency domain using Bode plots. A controller for the system is designed based on these curves. The behavior of the controller in the time domain is examined by simulations. Finally measurements on the laboratory prototype for ensuring the behavior of the real system are made.

Based on the results it can be stated that a flyback converter operating on voltage mode control has fast response in discontinuous conduction mode. If the converter is wanted to operate in continuous conduction mode it is better to use some other control methods, peak-current mode control for example.

Alkusanat

Diplomityö on tehty Lappeenrannan teknillisen korkeakoulun sähkötekniikan osastolla. Työ liittyy ETX-tavoitetutkimushankkeeseen: 'Volyymiteholähteen suunnittelumetodien kehitys DFM-viitekehyksessä'.

Työn tarkastajana toimi professori Pertti Silventoinen ja ohjaajina diplomi-insinöörit Mikko Kuisma sekä Tero Järveläinen, joita kaikkia haluan kiittää yhteistyöstä. Tero Järveläistä haluan lisäksi kiittää flyback-hakkurin prototyypin rakentamisesta.

Kiitokset myös Oulun yliopiston elektroniikan laitoksen professori Teuvo Suntiolle hakkuriteholähteen piensignaalmallinnukseen ja tilayhtälö-keskiarvotusmenetelmään liittyvistä neuvoista. Lisäksi vielä kiitokset kaikille muille joita olen työhöni liittyen haastatellut.

Kiitoksen ansaitsevat myös vanhempani, jotka ovat aina jaksaneet kannustaa minua opiskelemaan. Viimeisimpänä, muttei vähäisimpänä vielä kiitokset Tero Tynjälälle sekä kaikille kavereille, jotka ovat olleet ilonani ja tukenani tätä työtä tehdessäni ja koko opiskeluaikanani.

Lappeenrannassa 24.10.2000

Katja Hynynen

SISÄLLYSLUETTELO

KÄYTETYT MERKINNÄT JA LYHENTEET.....	3
1 JOHDANTO.....	7
2 PIENSIGNAALIMALLINNUS.....	8
2.1 JÄNNITEMUOTOINEN SÄÄTÖ.....	8
2.2 FLYBACK-HAKKURIN TILAYHTÄLÖT.....	10
2.3 JATKUVA KÄÄMIVIRTA.....	13
2.4 EPÄJATKUVA KÄÄMIVIRTA.....	18
3 HAKKURIN SÄÄDÖN SUUNNITTELU.....	22
3.1 NEGATIIVISEN TAKAISINKYTKENNÄN VAIKUTUS HAKKURIN SIIRTOFUNKTIOIHIN.....	23
3.1.1 Säätösuhde.....	25
3.1.2 Seurantasuhde.....	26
3.2 STABIILIUS.....	26
3.3 KOMPENSOINTI.....	27
3.3.1 PD-säätäjä.....	28
3.3.2 PI-säätäjä.....	30
3.3.3 PID-säätäjä.....	31
4 FLYBACK-HAKKURI.....	32
4.1 HAKKURIN MITOITUS.....	32
4.1.1 Mitoitus jatkuvalla käämivirralla.....	37
4.1.2 Mitoitus epäjatkuvalla käämivirralla.....	38
4.2 HAKKURIN STABIILIUSTARKASTELU.....	39
4.3 SÄÄTÄJÄN SUUNNITTELU.....	43
4.3.1 Jatkuva käämivirta.....	43
4.3.2 Epäjatkuva käämivirta.....	45

5	SIMULOINTI.....	49
5.1	FLYBACK-HAKKURIN SIMULOINTIMALLI.....	49
5.2	KUORMAN MUUTOSTEN SIMULOINTI.....	51
5.2.1	Kuorman muutosten simulointi jatkuvalla käämivirralla.....	52
5.2.2	Kuorman muutosten simulointi epäjatkuvalla käämivirralla.....	55
5.3	TULOJÄNNITTEEN MUUTOSTEN SIMULOINTI.....	56
5.3.1	Tulojännitteen muutosten simulointi jatkuvalla käämivirralla.....	57
5.3.2	Tulojännitteen muutosten simulointi epäjatkuvalla käämivirralla.....	59
6	MITTAUKSET.....	61
6.1	KUORMAN MUUTOSTEN MITTAAMINEN.....	62
6.1.1	Kuorman muutosten mittaaminen jatkuvalla käämivirralla.....	62
6.1.2	Kuorman muutosten mittaaminen epäjatkuvalla käämivirralla.....	63
6.2	TULOJÄNNITTEEN MUUTOSTEN MITTAAMINEN.....	66
6.2.1	Tulojännitteen muutosten mittaaminen jatkuvalla käämivirralla.....	66
6.2.2	Tulojännitteen muutosten mittaaminen epäjatkuvalla käämivirralla...	68
6.3	MITTAUSTEN ANALYSOINTI.....	72
7	JOHTOPÄÄTÖKSET.....	73
	LÄHDELUETTELO.....	75

LIITE

Liite 1 Flyback-hakkurin laboratorioprototyypin kytkentäkaavio

KÄYTETYT MERKINNÄT JA LYHENTEET

A_e	ferriitin tehollinen poikkipinta-ala, [m ²]
A_L	yhden käämikierroksen induktanssi, [H]
B	magneettivuontiheys, [T]
B_{\max}	maksimi magneettivuontiheys, [T]
C	kondensaattorin kapasitanssi, [F]
D	pulssisuhteen jatkuvuustilan komponentti
D'	jakson t_{off1} suhteellisen ajan jatkuvuustilan komponentti CCM:ssa
D_1	jakson t_{off1} suhteellisen ajan jatkuvuustilan komponentti DCM:ssa
d	derivaattaoperaattori
d	pulssisuhde
\hat{d}	pulssisuhteen värekomponentti
d'	jakson t_{off1} suhteellinen aika CCM:ssa
d_1	jakson t_{off1} suhteellinen aika DCM:ssa
d_2	jakson t_{off2} suhteellinen aika
$F_{-3 \text{ dB}}$	alipäästösuotimen siirtofunktio
f_c	rajataajuus, [Hz]
f_H	PD-säätäjän korkeataajuisen navan taajuus, [Hz]
f_L	PI-säätäjän matalataajuisen nollan taajuus, [Hz]
f_p	PD-säätäjän navan taajuus, [Hz]
f_s	kytkentätaajuus, [Hz]
f_z	PD-säätäjän nollan taajuus, [Hz]
f_0	silmukkavahvistuksen resonanssitaajuus, [Hz]
$f_{\phi, \max}$	PD-säätäjällä taajuus, jolla saadaan vaiheen suurin arvo, [Hz]
G_c	säätäjän siirtofunktio
$G_{c, \text{PD}}$	PD-säätäjän siirtofunktio
$G_{c, \text{PID}}$	PID-säätäjän siirtofunktio
$G_{c\infty}$	PI-säätäjän siirtofunktion vahvistus korkeilla taajuuksilla
G_{co}	avoimen piirin siirtofunktio ohjauksesta lähtöjännitteeseen
G_{c0}	(PD-) säätäjän siirtofunktion vahvistus
$G_{i0,0}$	avoimen piirin siirtofunktio tulojännitteestä lähtöjännitteeseen
H	mittalaitteen vahvistus
\mathbf{I}	yksikkövektori

I_{in}	tulovirran jatkuvuustilan komponentti, [A]
I_L	magnetointikään virran jatkuvuustilan komponentti, [A]
$I_{L,max}$	käämivirran maksimiarvo, [A]
$I_{L,min}$	käämivirran minimiarvo CCM:lla, [A]
$I_{L,ton}$	käämivirran keskiarvo jakson t_{on} aikana CCM:lla, [A]
I_o	tulovirran jatkuvuustilan komponentti, [A]
i_C	kondensaattorin virta, [A]
i_{in}	tulovirta, [A]
i'_{in}	toisioon redusoitu tulovirta, [A]
\hat{i}_{in}	tulovirran värekomponentti, [A]
\hat{i}'_{in}	toisioon redusoitu tulovirran värekomponentti, [A]
i_L	magnetointikään virta, [A]
i'_L	toisioon redusoitu magnetointikään virta, [A]
\hat{i}_L	magnetointikään virran värekomponentti, [A]
\hat{i}'_L	toisioon redusoitu magnetointikään virran värekomponentti, [A]
i_o	lähtövirta, [A]
i_2	toisiokään virta, [A]
$i_{2,max}$	toisiokään virran maksimiarvo DCM:lla, [A]
J_o	vakiokuormavirran jatkuvuustilan komponentti, [A]
j_o	vakiokuormavirta, [A]
\hat{j}_o	vakiokuormavirran värekomponentti, [A]
K	kerroin
L	magnetointi- eli ensiökään inductanssi, [H]
L_1	magnetointi- eli ensiökään inductanssi, [H]
L_2	toisiokään inductanssi, [H]
M	lähtö- ja tulojännitteiden suhde
m_1	magnetointikään virran derivaatta aikavälillä t_{on}
m_2	magnetointikään virran derivaatta aikavälillä t_{off}
N_1	ensiön käämikierrosluku
N_2	toision käämikierrosluku
n	muuntajan toision ja ensiön käämikierrosten suhde
P_{in}	tuloteho, [W]
P_o	lähtöteho, [W]
$P_{o,min}$	minimilähtöteho, [W]

p	napa
Q_C	kondensaattorin varaus, [C]
Q_L	magnetointikäänin varaus, [C]
Q_o	kuorman varaus, [C]
R	kuorman resistanssi, [Ω]
r_C	kondensaattorin ESR, [Ω]
r_L	magnetointikäänin sarjaresistanssi, [Ω]
s	Laplace-muuttuja
T	silmukkavahvistus
T_{CCM}	silmukkavahvistus CCM:lla
T_{DCM}	silmukkavahvistus DCM:lla
$T_{ei,komp}$	kompensoimattoman piirin silmukkavahvistus
T_S	jaksonaika, [s]
T_0	kompensoimattoman piirin silmukkafunktion vahvistus taajuudella nolla
t	aika, [s]
t_{off}	aika, jona kytkin on auki, [s]
t_{off1}	aika, jona kytkin on auki ja diodi johtaa, [s]
t_{off2}	aika, jona kytkin on auki ja diodi estotilassa, [s]
t_{on}	aika, jona kytkin johtaa ja diodi on estotilassa, [s]
U	tulomatriisi
U_C	kondensaattorin jännitteen jatkuvuustilan komponentti, [V]
U_d	diodin jännitehäviö, [V]
$U_{d,max}$	suurin diodin yli vaikuttava jännite, [V]
U_{in}	tulovirran jatkuvuustilan komponentti, [V]
$U_{in,max}$	maksimitulojännite, [V]
U_M	sahalaitajännitteen huippuarvo, [V]
$U_{t,max}$	suurin transistorin yli vaikuttava jännite, [V]
U_o	lähtöjännitteen jatkuvuustilan komponentti, [V]
u_C	kondensaattorin jännite, [V]
\hat{u}_C	kondensaattorijännitteen värekomponentti, [V]
u_e	erosuure, [V]
u_{in}	tulojännite, [V]
u'_{in}	toisioon reducedoitu tulojännite, [V]
\hat{u}_{in}	tulojännitteen värekomponentti, [V]

\hat{u}'_{in}	toisioon redusoitu tulojännitteen värekomponentti, [V]
u_L	magnetointikäänin jännite, [V]
u'_L	toisioon redusoitu magnetointikäänin jännite, [V]
u_o	lähtöjännite, [V]
\hat{u}_o	lähtöjännitteen värekomponentti, [V]
u_{ohjaus}	ohjausjännite, [V]
u_{ref}	jännitteen asetusarvo, [V]
\mathbf{X}	tilamuuttujamatriisi
x	ajanhetki, jolla kondensaattorin varaus muuttuu positiivisesta negatiiviseksi, [s]
$\dot{\mathbf{X}}$	tilamuuttujamatriisin derivaatta
\mathbf{Y}	lähtömatrissi
$Z_{o,o}$	avoimen piirin lähtöimpedanssi, [Ω]
z	nolla
φ_m	vaihevara, [$^\circ$]
μ	muuntajan muuntosuhde
θ	PD-säätäjän suurin vaihe, [$^\circ$]
τ	aikavakio, [s]
ω_L	PI-säätäjän matalataajuuden nollan kulmataajuus, [rad/s]
ω_p	PD-säätäjän navan kulmataajuus, [rad/s]
ω_z	PD-säätäjän nollan kulmataajuus, [rad/s]
Ψ_{max}	maksimikäänimivo, [Vs]

Lyhenteet

CCM	Jatkuva toimintamoodi (Continuous conduction mode)
DC	Tasavirta (Direct current)
DCM	Epäjatkuva toimintamoodi (Discontinuous conduction mode)
ESR	Ekvivalenttinen sarjaresistanssi (Equivalent series resistance)
PWM	Pulssinleveysmodulaatio (Pulse width modulation)
VMC	Jännitemuotoinen säätö (Voltage mode control)

1 JOHDANTO

Teholähdetekniikan merkitys kasvaa voimakkaasti muun muassa nopeasti kehittyvän matkaviestintäalan mukana. Teholähteiden valmistusmäärät ovat jatkuvassa kasvussa. Tavoitteena ovat aina vain suuremmat taajuudet ja pienempi laitekoko. Myös teho-hyötysuhteen parantaminen on tärkeä tavoite.

Säätömenetelminä hakkuriteholähteissä käytetään yleisesti jännite- ja virtasäätöä sekä joillakin aloilla myös tehonsäätöä. Teollisuudessa säätö monesti suunnitellaan simulointimalleja apuna käyttäen ja viritys kokeilemalla. Systemaattiseen säätösuunnitteluun ei monestikaan ole aikaa syventyä. Myöskään apuvälineitä ei välttämättä ole tai niitä ei osata käyttää.

Työssä perehdytään hakkuriteholähteiden säätäjän suunnitteluun teoreettisella tasolla lähtien hakkurin matemaattisesta mallintamisesta. Säätäjä suunnitellaan taajuustasossa Bode-kuvaajia apuna käyttäen. Säätäjän toimintaa tarkastellaan simulointien ja laboratoriotyypin avulla.

Työssä on rajoitettu tutkimaan säätösuunnittelua. Aiheen laajuuden vuoksi teholähteen häviöiden tarkastelu ja EMC-asiat on rajattu työn ulkopuolelle, vaikkakin näillä asioilla on usein ristikkäisvaikutuksia.

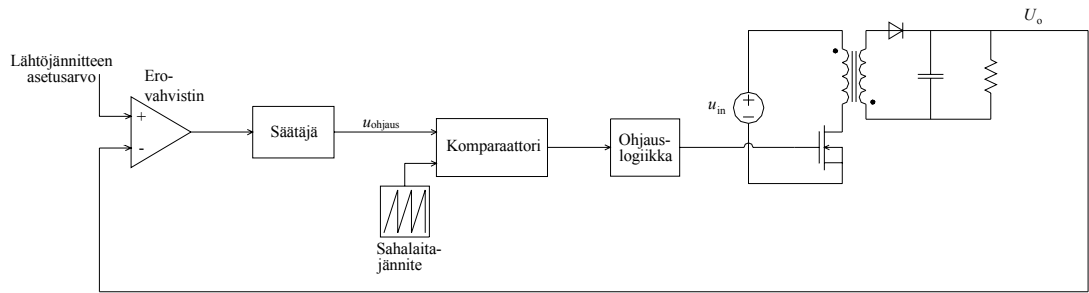
2 PIENSIGNAALIMALLINNUS

Piensignaalinmallinnus on yleisesti tekniikan alalla käytetty menetelmä, jolla voidaan linearisoida lievästi epälineaariset järjestelmät. Tämä mahdollistaa epälineaaristen järjestelmien analysoinnin yksinkertaisemmilla menetelmillä. Piensignaalinmallinnuksessa järjestelmä linearisoidaan tiettyyn toimintapisteeseen, jonka läheisyydessä se oletetaan lineaariseksi. Toimintapisteen muuttuessa myös järjestelmän ominaisuudet muuttuvat ja on tehtävä uusi linearisointi uuteen toimintapisteeseen. /1/

Tässä työssä käsitellään pulssinleveysmoduloituille DC-DC-muuttajille kehitettyä tilayhtälö-keskiarvotusmenetelmää. Menetelmässä lasketaan hakkurin muuttujien keskiarvo yhden kytkentäjaksan ajalta. Keskiarvotus voidaan tehdä, koska hakkurin muuttujien kytkentätaajuinen väre on huomattavasti jatkuvuustilan komponenttia pienempi. Keskiarvotuksen jälkeen yhtälöt perturboidaan ja linearisoidaan. Perturboinnissa jännitteiden, virtojen ja pulssisuhteen ajatellaan muodostuvan jatkuvuustilan komponentista sekä huomattavasti tätä pienemmästä värekomponentista. Esimerkiksi tulojännitettä merkitään $u_{in} = U_{in} + \hat{u}_{in}$. /2/ Piensignaalinmallit tehdään jännitemuotoisella säädöllä sekä jatkuvalla että epäjatkuvalle käännavirralle.

2.1 JÄNNITEMUOTOINEN SÄÄTÖ

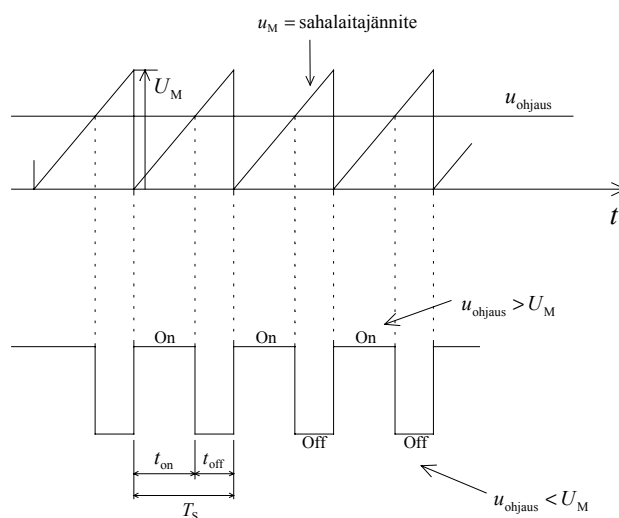
Jännitemuotoisessa säädössä (VMC) ohjataan pulssisuhdetta d lähtöjännitteen U_o perusteella. Kuvassa 1 on esitetty jännitemuotoisen säädön periaatekaavio. Lähtöjännitettä verrataan erovahvistimessa haluttuun jännitteen asetusarvoon u_{ref} , minkä jälkeen saatu erosuure u_e menee säätäjään. Säätäjästä saadaan ohjausjännite u_{ohjaus} , jota verrataan komparaattorissa sahalaitajännitteeseen ja tuloksena saadaan kytkintä ohjaava signaali.



Kuva 1. Flyback-hakkurin jännitemuotoisen säädön periaatekaavio. Lähtöjännitettä verrataan erovahvistimessa jännitteen asetusarvoon. Saatu erosuure syötetään säätäjään, jonka lähdöstä saadaan ohjausjännite. Ohjausjännitettä verrataan komparaattorissa sahalaitajännitteeseen ja saadaan kytkimen ohjaussignaali.

Menetelmää, jossa ohjausjännitettä sahalaitajännitteeseen vertaamalla muodostetaan ohjaussignaali, kutsutaan pulssinleveysmodulaatioksi (PWM). Pulssinleveysmodulaatiossa kytkimen tilaa (on/off) ohjaava signaali muodostetaan vertaamalla ohjausjännitettä kytkentätaajuudella f_s toistuvaan sahalaitaiseen jännitteeseen, jonka huippuarvo on U_M (kuva 2). Ohjausjännitteen ollessa sahalaitajännitettä suurempi, ohjaussignaali määrää kytkimen johtavaksi. Muulloin kytkin on auki. Pulssisuhde d voidaan määrittää joko aikojen t_{on} ja T_s , eli kytkimen johtamisajan ja jaksonajan, tai ohjausjännitteen ja sahalaitajännitteen huippuarvon suhteiden perusteella [3/

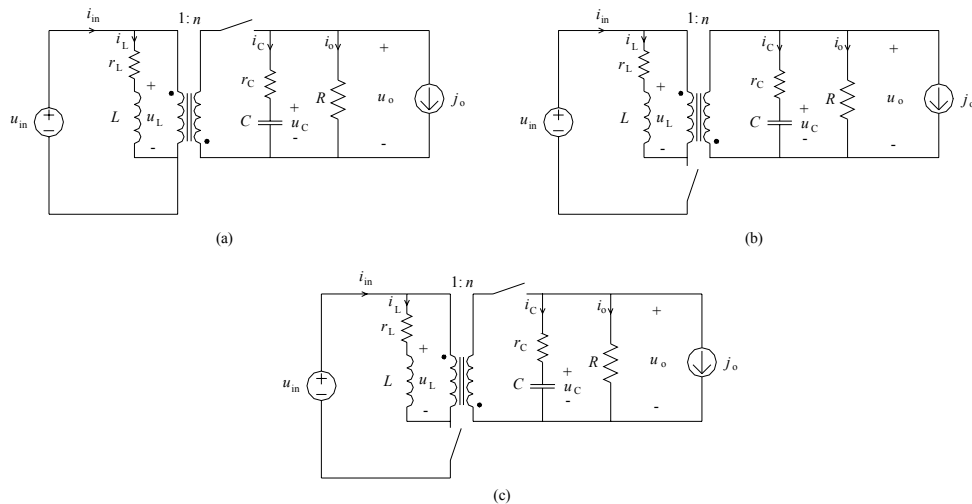
$$d = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{u_{ohjaus}}{U_M}. \quad (1)$$



Kuva 2. Pulssinleveysmodulaatio. Kytkimen tilaa ohjaava signaali muodostetaan vertaamalla ohjausjännitettä u_{ohjaus} sahalaitajännitteeseen, jonka huippuarvo on U_M . Kytkin johtaa ohjausjännitteen ollessa sahalaitajännitettä suurempi.

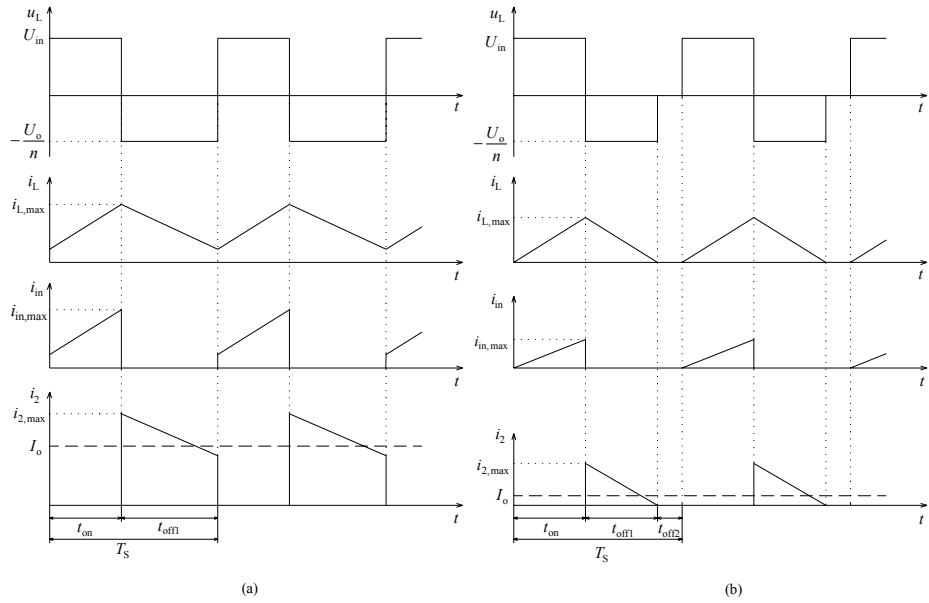
2.2 FLYBACK-HAKKURIN TILAYHTÄLÖT

Piensignaalin mallin rakentamista varten on ensin muodostettava järjestelmän eri tiloja kuvaavat yhtälöt. Flyback-hakkurin yhtälöt on muodostettu viitteen [4] menetelmän mukaisesti. Kuvassa 3 nähdään flyback-hakkurin sijaiskytkennät kytkeäntäjakson eri hetkinä. Kuva 3 (a) esittää kytkennän jaksolla t_{on} , jolloin kytkin johtaa ja diodi on estotilassa. Kuvassa 3 (b) jaksolla t_{off1} kytkin on auki ja diodi johtaa. Kuvassa 3 (c) jaksolla t_{off2} kytkin on auki ja diodi estotilassa. Hakkurin ensiöön syötetään tulojännite u_{in} , jolloin toisiosta saadaan kuorman R jännite eli lähtöjännite u_o . Ensiö- ja toisio on erotettu toisistaan galvaanisesti muuntajalla, ensiö- ja toisiokäämikierrosten suhde on yhden suhde $n:n$ ($1:n$). Sijaiskytkentään on matemaattisen tarkastelun havainnollistamiseksi lisätty ensiökäämin rinnalle magnetointikäämi L . Toisioon on lisätty kuorman vakiovirta j_o . Hakkurin epäideaalisuuksista tarkastelussa otetaan huomioon magnetointikäämin sarjaresistanssi r_L sekä kondensaattorin C ekvivalenttinen sarjaresistanssi (ESR) r_C .



Kuva 3. Flyback-hakkurin sijaiskytkentä kytkeäntäjakson eri hetkinä. (a) Jakso t_{on} , kytkin johtaa ja diodi on estotilassa. (b) Jakso t_{off1} , kytkin on auki ja diodi johtaa. (c) Jakso t_{off2} , kytkin on auki ja diodi estotilassa.

Kuvassa 4 nähdään edellä esitetyn flyback-hakkurin sijaiskytkennän magnetointikäämin jännite u_L ja -virta i_L sekä toisiokäämin virta i_2 ja tulovirta i_{in} eri kytkeäntäjakson hetkinä sekä jatkuvalla, että epäjatkevalla magnetointikäävirralla. Magnetointikäämin jännitteen kuvaajissa ei ole otettu huomioon käämin sarjaresistanssin r_L häviöitä.



Kuva 4. Flyback-hakkurin magnetointikäämin jännite u_L ja -virta i_L sekä tulovirta i_{in} ja toisiokäämin virta i_2 (a) jatkuvalla käämivirralla ja (b) epäjatkuvalla käämivirralla.

Jakson t_{on} aikana (kuva 3 (a)) kytkin johtaa, magnetointikäämin jännite on verrannollinen tulojännitteeseen u_{in} ja magnetointikäämin virta nousee lähes lineaarisesti tulovirran mukana. Toisiossa diodi on estotilassa eikä toisiokäämissä kulje virtaa. Kirjoitetaan kuvan 3 sijaiskytkentöjen ja kuvan 4 käyrämuotojen perusteella jakson t_{on} toimintaa kuvaavat yhtälöt. Ensiöpiirin suuret redusoidaan toisioon, redusoidun suureen merkinä käytetään pilkkua, esimerkiksi toisioon redusoitu magnetointikäämin virta i'_L . Ensiöpiirin jänniteyhtälö, kondensaattorivirran solmupisteyhtälö, kondensaattorijännitteen yhtälö sekä tulovirran yhtälö ovat

$$u'_L = n^2 L \frac{di'_L}{dt} = nu_L = -n^2 r_L \frac{i_L}{n} + nu_{in} \quad (2)$$

$$i_C = C \frac{du_C}{dt} = -i_o - j_o \quad (3)$$

$$u_o = r_C i_C + u_C \quad (4)$$

$$i'_{in} = \frac{i_{in}}{n} = \frac{i_L}{n}, \quad (5)$$

missä i_C on kondensaattorin virta

i_o on lähtövirta

u_C kondensaattorin jännite.

Jakson t_{off1} aikana (kuva 3 (b)) kytkin on auki ja diodi johtaa. Magnetointikäämin jännite on verrannollinen lähtöjännitteeseen ja $-$ virta laskee lähes lineaarisesti. Toisiokäämin virta laskee ensiön magnetointikäämiin verrannollisena. Tulovirta on nolla. Todellisessa flyback-hakkurissa tämän jakson aikana ei magnetointikäämissä kulje virtaa. Jaksolle t_{off1} voidaan nyt kirjoittaa vastaavat yhtälöt kuin edellä

$$u'_L = n^2 L \frac{di'_L}{dt} = -n^2 r_L \frac{i_L}{n} - u_o \quad (6)$$

$$i_C = C \frac{du_C}{dt} = \frac{i_L}{n} - i_o - j_o \quad (7)$$

$$u_o = r_C i_C + u_C \quad (8)$$

$$i'_{\text{in}} = 0. \quad (9)$$

Mikäli sijaiskytkennän magnetointikäämin virta i_L ja toision käämivirta i_2 eivät ole laskeneet nolnaan kytkentäjakson T_S kuluessa, on kyseessä jatkuva käämivirta (CCM). Muussa tapauksessa on kyseessä epäjatkuva käämivirta (DCM), jonka toimintaa havainnollistavat kuvan 4 (b) käyrät. Tällöin jakson t_{off1} jälkeen kytkin on edelleen auki, mutta diodi joutuu estotilaan, jakso t_{off2} (kuva 3 (c)).

Ratkaistaan yhtälöistä (2) – (9) toisioon redusoitu magnetointikäämin jännite u'_L , kondensaattorivirta i_C , lähtöjännite u_o ja toisioon redusoitu tulovirta i'_{in} tulosuureiden u_{in} ja j_o sekä tilamuuttujien i'_L ja u_C funktiona erikseen jaksoille t_{on} ja t_{off1} .

$$t_{\text{on}}: \quad n^2 L \frac{di'_L}{dt} = -n^2 r_L i'_L + u'_{\text{in}} \quad (10)$$

$$C \frac{du_C}{dt} = -\frac{1}{R+r_C} u_C - \frac{R}{R+r_C} j_o \quad (11)$$

$$u_o = \frac{R}{R+r_C} u_C - \frac{Rr_C}{R+r_C} j_o \quad (12)$$

$$i'_{\text{in}} = i'_L \quad (13)$$

$$t_{\text{off1}}: \quad n^2 L \frac{di'_L}{dt} = - \left(n^2 r_L + \frac{Rr_C}{R+r_C} \right) i'_L - \frac{R}{R+r_C} u_C + \frac{Rr_C}{R+r_C} j_o \quad (14)$$

$$C \frac{du_C}{dt} = \frac{R}{R+r_C} i'_L - \frac{1}{R+r_C} u_C - \frac{R}{R+r_C} j_o \quad (15)$$

$$u_o = \frac{Rr_C}{R+r_C} i'_L + \frac{R}{R+r_C} u_C - \frac{Rr_C}{R+r_C} j_o \quad (16)$$

$$i'_{\text{in}} = 0 \quad (17)$$

Yhtälöitä (10) – (17) kutsutaan jaksojen t_{on} sekä t_{off1} tilayhtälöiksi.

2.3 JATKUVA KÄÄMIVIRTA

Jatkuvan tilan piensignaali malli flyback-hakkurille muodostetaan viitteiden /5/ ja /6/ mukaisesti.

Käämivirran ollessa jatkuva (CCM) magnetoimiskäämissä kulkee jatkuva virta. Jakson t_{off1} suhteellinen aika d' voidaan nyt esittää

$$d' = 1 - d . \quad (18)$$

Keskiarvotetaan ensin tilayhtälöt (10) – (17). Keskiarvotetut suureet esitetään kulmasuluissa. Myös käämivirta on esitetty tässä muodossa, koska kyseessä on virran keskiarvo yhden jakson aikana $\langle i_L \rangle$. Magnetoimiskäämin jännitteen, kondensaattorivirran, lähtöjännitteen sekä tulovirran keskiarvot lasketaan integroimalla ajan t suhteen yhden kytkentäjaksen T_s yli

$$\langle x \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} x(t) dt , \quad (19)$$

jolloin saadaan

$$n^2 L \frac{d\langle i'_L \rangle}{dt} = - \left(n^2 r_L + d' \frac{R r_C}{R + r_C} \right) \langle i'_L \rangle - d' \frac{R}{R + r_C} u_C + d u'_{in} + d' \frac{R r_C}{R + r_C} j_o \quad (20)$$

$$C \frac{d\langle u_C \rangle}{dt} = d' \frac{R}{R + r_C} \langle i'_L \rangle - \frac{1}{R + r_C} u_C - \frac{R}{R + r_C} j_o \quad (21)$$

$$\langle u_o \rangle = d' \frac{R r_C}{R + r_C} \langle i'_L \rangle + \frac{R}{R + r_C} u_C - \frac{R r_C}{R + r_C} j_o \quad (22)$$

$$\langle i'_{in} \rangle = d \langle i'_L \rangle. \quad (23)$$

Saadut yhtälöt (20) – (23) ovat epälineaarisia, joten niille tehdään piensignaali malli perturboimalla ja linearisoimalla ne johonkin toimintapisteeseen. Perturbointi tapahtuu olettamalla tulojännitteen u_{in} ja pulssisuhteen d muodostuvan jatkuvuustilan komponenteista U_{in} ja D sekä huomattavasti näitä pienemmistä värekomponenteista \hat{u}_{in} ja \hat{d}

$$u_{in} = U_{in} + \hat{u}_{in} \quad (24)$$

$$d = D + \hat{d}. \quad (25)$$

Näin ollen voidaan myös lähtövirran i_o , lähtöjännitteen u_o ja tulovirran i_{in} olettaa muodostuvan samoin

$$i_o = I_o + \hat{i}_o \quad (26)$$

$$u_o = U_o + \hat{u}_o \quad (27)$$

$$i_{in} = I_{in} + \hat{i}_{in}. \quad (28)$$

Sijoittamalla yhtälöt (24) - (28) yhtälöihin (20) – (23) saadaan flyback-hakkurin linearisoitu piensignaalmalli

$$n^2 L \frac{d\langle \hat{i}'_L \rangle}{dt} = - \left(n^2 r_L + D' \frac{R r_C}{R + r_C} \right) \langle \hat{i}'_L \rangle - D' \frac{R}{R + r_C} \hat{u}_C + D \hat{u}'_{in} + D' \frac{R r_C}{R + r_C} \hat{j}_o + \left(\frac{I_L}{n} \frac{R r_C}{R + r_C} + U_C \frac{R}{R + r_C} + n U_{in} - J_o \frac{R r_C}{R + r_C} \right) \hat{d} \quad (29)$$

$$C \frac{d\hat{u}_C}{dt} = D' \frac{R}{R + r_C} \langle \hat{i}'_L \rangle - \frac{1}{R + r_C} \hat{u}_C - \frac{R}{R + r_C} \hat{j}_o - \frac{I_L}{n} \frac{R}{R + r_C} \hat{d} \quad (30)$$

$$\hat{u}_o = D' \frac{R r_C}{R + r_C} \langle \hat{i}'_L \rangle + \frac{R}{R + r_C} \hat{u}_C - \frac{R r_C}{R + r_C} \hat{j}_o - \frac{I_L}{n} \frac{R r_C}{R + r_C} \hat{d} \quad (31)$$

$$\langle \hat{i}'_{in} \rangle = D \langle \hat{i}'_L \rangle + \frac{I_L}{n} \hat{d} . \quad (32)$$

Tehdään yhtälöistä (29) – (32) tilayhtälömatriisit

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}_o \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B}_o \cdot \mathbf{U} + \mathbf{E} \cdot \hat{d} \quad (33)$$

$$\mathbf{Y} = \mathbf{M}_o \cdot \mathbf{X} + \mathbf{N}_o \cdot \mathbf{U} + \mathbf{P} \cdot \hat{d} , \quad (34)$$

joissa tilamuuttujamatriisi \mathbf{X} , sen derivaatta $\dot{\mathbf{X}}$, tulomatriisi \mathbf{U} sekä lähtömatriisi \mathbf{Y} ovat

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \hat{i}'_L \\ \hat{u}_C \end{bmatrix} \quad (35)$$

$$\dot{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}'_L}{dt} \\ \frac{d\hat{u}_C}{dt} \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \hat{u}'_{in} \\ \hat{j}_o \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \hat{i}'_{in} \\ \hat{u}_o \end{bmatrix} \quad (38)$$

ja kerroinmatriisit \mathbf{A}_o , \mathbf{B}_o , \mathbf{E} , \mathbf{M}_o , \mathbf{N}_o sekä \mathbf{P} ovat

$$\mathbf{A}_o = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} - \frac{D'}{n^2 L} \frac{Rr_C}{R+r_C} & -\frac{D'}{n^2 L} \frac{R}{R+r_C} \\ \frac{D'}{C} \frac{R}{R+r_C} & -\frac{1}{C} \frac{1}{R+r_C} \end{bmatrix} \quad (39)$$

$$\mathbf{B}_o = \begin{bmatrix} \frac{D}{n^2 L} & \frac{D'}{n^2 L} \frac{Rr_C}{R+r_C} \\ 0 & -\frac{1}{C} \frac{R}{R+r_C} \end{bmatrix} \quad (40)$$

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} \frac{I_L}{n^3 L} \frac{Rr_C}{R+r_C} + \frac{U_C}{n^2 L} \frac{R}{R+r_C} + \frac{U_{in}}{nL} - \frac{J_o}{n^2 L} \frac{Rr_C}{R+r_C} \\ -\frac{I_L}{nC} \frac{R}{R+r_C} \end{bmatrix} \quad (41)$$

$$\mathbf{M}_o = \begin{bmatrix} \frac{D}{D'} \frac{Rr_C}{R+r_C} & \frac{0}{R+r_C} \end{bmatrix} \quad (42)$$

$$\mathbf{N}_o = \begin{bmatrix} 0 & \frac{0}{R+r_C} \\ 0 & -\frac{Rr_C}{R+r_C} \end{bmatrix} \quad (43)$$

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \frac{I_L}{n} \\ -\frac{I_L}{n} \frac{Rr_C}{R+r_C} \end{bmatrix}. \quad (44)$$

Koska lähtöjännitteelle pätee

$$\hat{u}_o = (1 + sr_C C) \hat{u}_C, \quad (45)$$

voidaan matriisit \mathbf{M}_o , \mathbf{N}_o ja \mathbf{P} kirjoittaa

$$\mathbf{M}_o = \begin{bmatrix} D & 0 \\ 0 & 1 + sr_C C \end{bmatrix} \quad (46)$$

$$\mathbf{N}_o = 0 \quad (47)$$

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \frac{I_L}{n} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (48)$$

s -tasossa tilayhtälöt (33) ja (34) saadaan muotoon

$$s\mathbf{X}(s) = \mathbf{A}_o \cdot \mathbf{X}(s) + \mathbf{B}_o \cdot \mathbf{U}(s) + \mathbf{E} \cdot D(s) \quad (49)$$

$$\mathbf{Y}(s) = \mathbf{M}_o \cdot \mathbf{X}(s) + \mathbf{N}_o \cdot \mathbf{U}(s) + \mathbf{P} \cdot D(s), \quad (50)$$

josta ratkaistaan tilamuuttujamatriisi \mathbf{X} ja sijoitetaan tämä lähtömatriisiin \mathbf{Y}

$$\mathbf{X}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_o)^{-1} \mathbf{B}_o \mathbf{U}(s) + (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_o)^{-1} \mathbf{E} \cdot D(s) \quad (51)$$

$$\mathbf{Y}(s) = [\mathbf{M}_o (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_o)^{-1} \mathbf{B}_o + \mathbf{N}_o] \mathbf{U}(s) + [\mathbf{M}_o (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_o)^{-1} \mathbf{E} + \mathbf{P}] \cdot D(s). \quad (52)$$

Kondensaattorijännitteen jatkuvuustilan komponentille pätee $U_C = U_o$. Tehdään lisäksi oletus $J_o = 0$, jolloin seuraavat yhtälöt pätevät vain puhtaalle resistiiviselle kuormalle.

Lasketaan karakteristinen polynomi $\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_o)$

$$\begin{aligned} \det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_o) = s^2 + s \frac{(D'Rr_C + n^2 r_L R + n^2 r_L r_C)C + n^2 L}{n^2 LC(R + r_C)} + \\ + \frac{D'^2}{n^2 LC(R + r_C)} \left(\frac{n^2 r_L}{D'^2} + R + \frac{DRr_C}{D'(R + r_C)} \right) \end{aligned} \quad (53)$$

\mathbf{Y} -matriisista (52) voidaan laskea flyback-hakkurin avoimen piirin siirtofunktio G_{co} ohjauksesta lähtöjännitteeseen jättämällä tulojännitteen ja vakiovirtalähteen vaikutus matriisista huomioon ottamatta

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{i}'_{in}(s) \\ \hat{u}_o(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{D}{n} & 0 \\ 0 & 1 + sr_C C \end{bmatrix} \cdot \frac{\text{adj}(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_o)}{\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_o)} \cdot \\ \cdot \left[\begin{array}{c} \frac{I_L}{n^3 L} \frac{Rr_C}{R + r_C} + \frac{U_o}{n^2 L} \frac{R}{R + r_C} + \frac{U_{in}}{nL} \\ -\frac{I_L}{nC} \frac{R}{R + r_C} \end{array} \right] + \begin{bmatrix} \frac{I_L}{n} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot d(s) \end{aligned} \quad (54)$$

Haluttu siirtofunktio saadaan yhtälöstä (54) ratkaisemalla lähtöjännitteen $\hat{u}_o(s)$ ja pulssisuhteen $\hat{d}(s)$ suhde

$$G_{co}(s) = \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{(1 + sr_c C) \frac{D'}{C} \frac{R}{R + r_c} \left(\frac{I_L}{n^3 L} \frac{Rr_c}{R + r_c} + \frac{U_o}{n^2 L} \frac{R}{R + r_c} + \frac{U_{in}}{nL} \right)}{\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_o)} + \frac{(1 + sr_c C) \frac{I_L}{nC} \frac{R}{R + r_c} \left(s + \frac{r_L}{L} + \frac{D'}{n^2 L} \frac{Rr_c}{R + r_c} \right)}{\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_o)} \quad (55)$$

$$G_{co}(s) = \frac{\frac{D'R}{n^2 LC(R + r_c)} \left(nU_{in} + U_o \frac{R}{R + r_c} - \frac{nr_L I_L}{D'} - s \frac{nLI_L}{D'} \right) (1 + sr_c C)}{\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_o)}. \quad (56)$$

Vastaavasti saadaan matriiseista \mathbf{Y} ja \mathbf{U} avoimen piirin siirtofunktio tulojännitteestä lähtöjännitteeseen $G_{io,o}$ ja lähtöimpedanssi $Z_{o,o}$

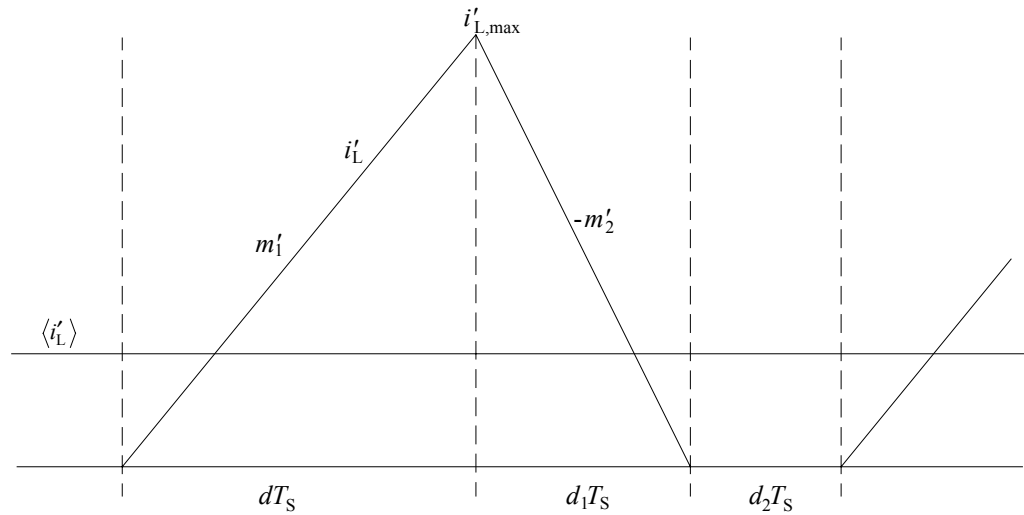
$$G_{io,o}(s) = \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{u}_{in}(s)} = \frac{\frac{DD'R}{nLC(R + r_c)} (1 + sr_c C)}{\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_o)} \quad (57)$$

$$Z_{o,o}(s) = \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{j}_o(s)} = \frac{-\frac{D'^2 R}{n^2 LC(R + r_c)} \left(\frac{D}{D'} \frac{Rr_c}{R + r_c} + \frac{n^2 r_L}{D'^2} + s \frac{n^2 L}{D'^2} \right) (1 + sr_c C)}{\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_o)}. \quad (58)$$

2.4 EPÄJATKUVA KÄÄMIVIRTA

Epäjatkuvan tilan piensignaali malli flyback-hakkurille muodostetaan viitteen [7] mukaan.

Käämivirran ollessa epäjatkuvana (DCM) magnetointikäänin virta laskee nolliin ennen kytkentäjakson T_S loppua ja jatkuvasta käämivirrasta poiketen kytkentäjakson loppuun tulee kolmas ajanjakso t_{off2} , jonka aikana käämivirta on nolla. Epäjatkuvassa tilassa jakson t_{off1} suhteellinen aika on d_1 , joka voidaan johtaa kuvan 5 magnetointikäänin virtamuodoista.



Kuva 5. Magnetointikäämin virta epäjatkevassa tilassa. Virta nousee jakson t_{on} aikana derivaatalla m_1 huippuarvoonsa $i_{L,\text{max}}$ ja laskee jakson t_{off1} aikana derivaatalla m_2 takaisin nolnaan. Jakson t_{off2} aikana ei kulje magnetointivirtaa.

Kuvan merkinnät m'_1 ja m'_2 ovat magnetointikäämin virran toisioon redusoidut derivaatat jaksojen t_{on} ja t_{off1} aikana, yhtälöt (10) ja (14). Kuvan perusteella kirjoitetaan käämivirran keskiarvoyhtälö, josta saadaan jakson t_{off1} suhteellinen pituus d_1

$$\langle i'_L \rangle = \frac{1}{2} m'_1 \cdot d \cdot (d + d_1) \cdot T_S \quad (59)$$

$$d_1 = \frac{2}{T_S} \frac{\langle i'_L \rangle}{d \cdot m'_1} - d. \quad (60)$$

Magnetointikäämin jännitteen sekä lähtöjännitteen keskiarvot lasketaan ajanjaksojen t_{on} ja t_{off1} yhtälöistä (10) – (17) kuten jatkuvalla käämivirralla. Magnetointikäämin sarjaresistanssi r_L voidaan jättää merkityksettömänä huomioon ottamatta ja kondensaattorin ESR r_C otetaan samasta syystä huomioon vain matriisissa \mathbf{M}_o , yhtälö (46). Magnetointikäämin jännitteen keskiarvoyhtälö epäjatkevassa tilassa saadaan yhtälön (20) mukaisesti kuten jatkuvassa tilassa, mutta d' :n tilalle sijoitetaan epäjatkevassa tilan jakson t_{off1} suhteellista aikaa kuvaava termi d_1 . Lähtöjännitteen keskiarvo saadaan yhtälöstä (22) kuten jatkuvassa tilassa. Käämin jännitteen ja lähtöjännitteen keskiarvoyhtälöiksi saadaan

$$n^2 L \frac{d\langle i'_L \rangle}{dt} = -\frac{2n^2 L \langle i'_L \rangle u_C}{dT_S u'_{in}} + du_C + du'_{in}. \quad (61)$$

$$\langle u_o \rangle = u_C \quad (62)$$

Kondensaattorivirta i_C keskiarvotetaan kondensaattorin varauksen muutoksen ΔQ_C , magnetointikäänin varauksen Q'_L ja kuorman varauksen Q_o perusteella

$$\langle i_C \rangle = \frac{\Delta Q_C}{T_S} = \frac{Q'_L - Q_o}{T_S} \quad (63)$$

$$Q'_L = \frac{T_s^2}{2} m'_1 d d_1 = \frac{T_s^2}{2} \frac{u'_{in}}{n^2 L} d d_1 \quad (64)$$

$$Q_o = \frac{T_S u_o}{R} + T_S j_o \quad (65)$$

$$C \frac{d\langle u_C \rangle}{dt} = \langle i'_L \rangle - \frac{T_S}{2n^2 L} u'_{in} d^2 - \frac{u_o}{R} - j_o. \quad (66)$$

Tulovirta saadaan kuvan 5 käyrämuodoista kun tiedetään tulovirran olevan jakson t_{on} ajan sama kuin magnetointikäänin virta

$$\langle i'_{in} \rangle = \frac{T_S}{2} m'_1 d^2 = \frac{T_S}{2n^2 L} u'_{in} d^2 \quad (67)$$

Linearisointi tapahtuu yhtälöiden (24) – (32) mukaisesti kuten jatkuvalla käämivirralla. Siirtofunktioita (33) – (58) muodostettaessa flyback-hakurille pätevät seuraavat yhtälöt

$$U_C = U_o \quad (68)$$

$$K = \frac{2n^2 L}{RT_S} = D_1^2 \quad (69)$$

$$M = \frac{U_o}{U_{in}} = n \frac{D}{D_1} \quad (70)$$

$$I_L = n \frac{D + D_1}{\sqrt{K}} \frac{U_o}{R}. \quad (71)$$

Flyback-hakkurin karakteristinen yhtälö $\det(s\mathbf{I}-\mathbf{A}_o)$ sekä siirtofunktiot $G_{co}(s)$, $G_{io,o}(s)$ ja lähtöimpedanssi $Z_{o,o}(s)$ epäjatkuvalle käämivirralla ovat

$$\det(s\mathbf{I}-\mathbf{A}_o) = s^2 + s\left(\frac{1}{RC} + \frac{R\sqrt{K}}{n^2L}\right) + \frac{2\sqrt{K}}{n^2LC} \quad (72)$$

$$G_{co}(s) = \frac{\frac{2U_{in}}{nLC} \left(1 - s \frac{nLM}{R\sqrt{K}}\right) (1 + sr_c C)}{\det(s\mathbf{I}-\mathbf{A}_o)} \quad (73)$$

$$G_{io,o}(s) = \frac{\frac{2M\sqrt{K}}{n^2LC} \left(1 - s \frac{nLM}{2R\sqrt{K}}\right) (1 + sr_c C)}{\det(s\mathbf{I}-\mathbf{A}_o)} \quad (74)$$

$$Z_{o,o}(s) = \frac{-\frac{R\sqrt{K}}{n^2LC} \left(1 + s \frac{n^2L}{R\sqrt{K}}\right) (1 + sr_c C)}{\det(s\mathbf{I}-\mathbf{A}_o)}. \quad (75)$$

3 HAKKURIN SÄÄDÖN SUUNNITTELU

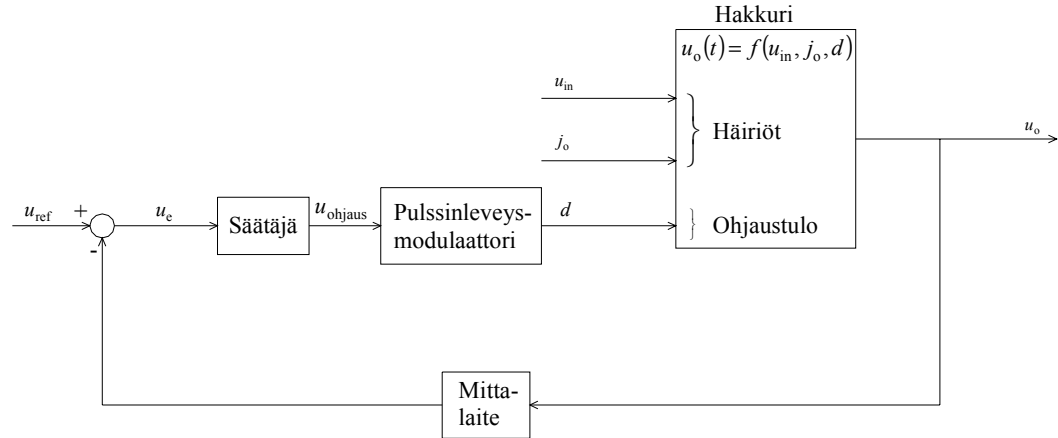
Lähtöjännite u_o on tulojännitteen u_{in} , pulssisuhteen d ja kuormavirran j_o sekä hakkurin piirikomponenttien funktio. DC-DC-muuttajasovelluksissa lähtöjännite halutaan pitää vakiona riippumatta tulojännitteen ja kuormavirran muutoksista tai häviöistä ja riippumatta hakkurin komponenttiarvojen muuttumisesta. Erilliskäytössä olevan laitteen tulojännitteen häiriöt johtuvat tyypillisesti verkkojännitteen ensimmäisestä harmonisesta (100 Hz). Mikäli hakkureita on kytketty useita rinnan, aiheuttaa yhden laitteen päälle ja pois kytkeminen häiriöitä muiden tulojännitteeseen. Kuormavirta saattaa muuttua huomattavasti kuorman muuttuessa. Lähtöjännitteen tulee pysyä tietyissä rajoissa (esimerkiksi $24 \text{ V} \pm 2,4 \text{ V}$) kuormavirran pudotessa esimerkiksi maksimista puoleen. /6/

Lähtöjännite pidetään vakioarvossaan muuttamalla sopivasti pulssisuhdetta d . Tämä voidaan tehdä esimerkiksi lisäämällä avoimeen hakkuripiiriin negatiivinen takaisinkytkentä ja säätäjä, jolloin saadaan suljettu säätöpiiri. Säätöpiirin varsinainen toimintaidea on ulkoa tulevien häiriövaikutusten eliminointi. Muita etuja ovat vähäisempi herkkyys piirin parametrivaihteluille, lähtösuureen tarkkuusvaatimusten helpompi ylläpitäminen ja kyky vastata kuormitusmuutoksiin. /8/

Hakkurisovelluksissa voidaan käyttää negatiivista takaisinkytkentää lähtöjännitteestä tai myötäkytkentää magnetointikämin virrasta tai jännitteestä. Edellä esitettyjä säätöpiirejä voidaan myös yhdistellä. Tässä työssä käytetään takaisinkytkentää lähtöjännitteestä.

Kuvassa 6 on esitetty negatiivisella takaisinkytkentäsilvällä varustetun hakkurin toimintalohkokaavio. Lähtöjännite u_o mitataan mittalaitteella, jonka vahvistus on $H(s)$. DC-DC-muuttajissa mittalaite on yleensä tarkkuusvastuksen sisältävä jännitteenjakaja. Mittalaitteen lähtösuureta $H(s)u_o(s)$ verrataan jännitteen asetusarvoon $u_{ref}(s)$. Tavoitteena on saada mittalaitteen lähtösuure yhtä suureksi jännitteen asetusarvon kanssa, jotta lähtöjännite seuraisi täsmällisesti asetusarvoa huolimatta säätäjän, pulssinleveysmodulaattorin, transistorin hilaohjaimen tai hakkurin häiriöistä tai komponenttimuutoksista. Jännitteen asetusarvon ja mittalaitteen lähdön erotusta kutsutaan erosuureeksi $u_e(s)$. Mikäli takaisinkytkentä toimii ideaalisesti, erosuure on

nolla. Käytännössä eroosuure on nolasta poikkeava, mutta kuitenkin melko pieni. Eroosuureen $u_e(s)$ saaminen pieneksi on yksi säätäjän lisäämisen päätarkoituksista. /6/



Kuva 6. Hakkurin takaisinkytketyn säätöpiirin toimintalohkokaavio. Piirin myötähaarassa on säätäjä, pulssinleveysmodulaattori sekä hakkuri ja takaisinkytkentähaarassa mittalaite. Piirin tulosuureina ovat jännitteen asetusarvo, tulojännite ja kuormavirta sekä lähtösuureena lähtöjännite.

Työssä käytetään stabiiliuden tarkkailuun ja kompensointiin vaihevaratestiä, jossa hakkuripiirin stabiiliusominaisuuksia tutkitaan silmukavahvistuksen vahvistus- ja vaihekäyrien Bode-kuvaajien avulla. Testi on riittävä suurelle osalle jännitesäätäjistä. Muita tarkoitukseen soveltuvia menetelmiä ovat muun muassa Nyquistin menetelmä, josta Bode on erikoistapaus, ja juuriuramenetelmä. /6/ Mikäli mallista halutaan robustimpi, voidaan käyttää lisäksi optimointitoimintoja, esimerkiksi H_∞ - tai H_2 -säädöt /9/. Lisäksi voidaan käyttää Ziegler-Nicholsin kokeellista viritysmenetelmää, jossa säätäjä viritetään vertosäätäjän värähtelyrajan perusteella /8/.

3.1 NEGATIIVISEN TAKAISINKYTKENNÄN VAIKUTUS HAKKURIN SIIRTOFUNKTIOIHIN

Edellisessä kappaleessa 2 johdettiin flyback-muuttajan avoimen piirin pien-signaali siirtokertoimet $G_{co}(s)$, $G_{io,o}(s)$ ja $Z_{o,o}(s)$ pulssisuhteen $\hat{d}(s)$, tulojännitteen $\hat{u}_{in}(s)$ sekä kuormavirran $\hat{j}_o(s)$ ollessa tulosuureina. Lähtöjännitteen muutokset $\hat{u}_o(s)$ voidaan nyt kirjoittaa kolmen riippumattoman tulon lineaarikombinaationa

$$\hat{u}_o(s) = G_{co}(s)\hat{d}(s) + G_{io,o}(s)\hat{u}_{in}(s) - Z_{o,o}(s)\hat{j}_o(s), \quad (76)$$

jossa

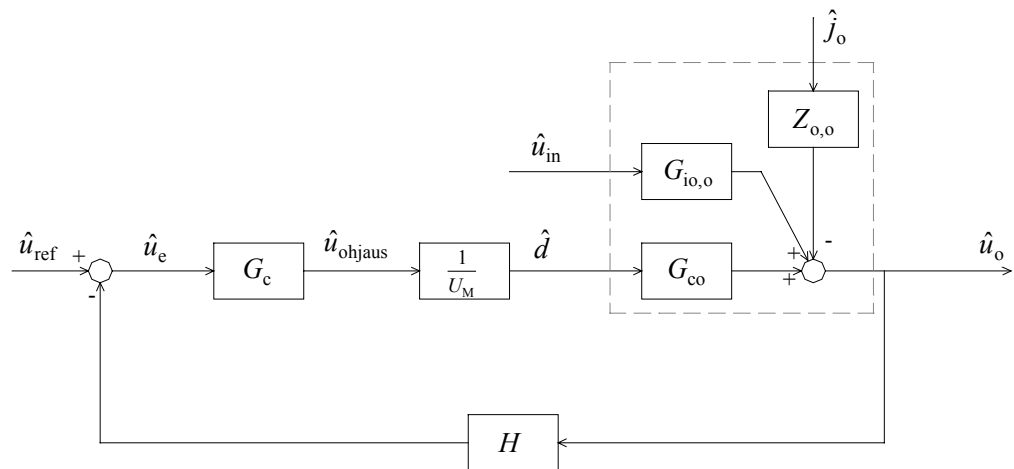
$$G_{co}(s) = \left. \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\substack{\hat{u}_{in}=0 \\ \hat{j}_o=0}} \quad (77)$$

$$G_{io,o}(s) = \left. \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{u}_{in}(s)} \right|_{\substack{\hat{d}=0 \\ \hat{j}_o=0}} \quad (78)$$

$$Z_{o,o}(s) = \left. \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{j}_o(s)} \right|_{\substack{\hat{d}=0 \\ \hat{u}_{in}=0}} \quad (79)$$

Yhtälö (76) kuvaa häiriöiden $\hat{u}_{in}(s)$ ja $\hat{j}_o(s)$ siirtymistä lähtöjännitteeseen siirtokäytöiden $G_{io,o}(s)$ ja $Z_{o,o}(s)$ välityksellä. /6/

Kuten aiemmin todettiin, takaisinkytkentää voidaan käyttää pienentämään tulojännitteen ja kuormavirran muutoksien vaikutuksia lähtöjännitteeseen. Järjestelmän analysoimiseksi keskiarvotetaan, perturboidaan ja linearisoidaan takaisinkytkentäsilmukan muuttajat toimintapisteeseensä. DC-DC-muuttajissa jännitteen asetusarvo on vakio ja värekomponentti $\hat{u}_{ref} = 0$. Kuvassa 7 on esitetty muuttajan säätöpiirin lohkokaavio, jossa hakkuri on korvattu edellisessä kappaleessa johdetuilla siirtokäytöillä. Kuva on tehty jännitemuotoiselle ohjaukselle ja siinä nähdään pulssinleveysmodulaattorin piensignaalin vahvistus $1/U_M$ sekä sen lähtösuurena pulssisuhde \hat{d} . /6/



Kuva 7. Muuttajan säätöpiirin lohkokaavio. Kuvan 6 toimintaa kuvaavat lohkot on korvattu siirtokäytöillä. Myös hakkurilohko on esitetty siirtokäytöinä.

Kuvasta 7 saadaan lähtöjännitteen muutoksille \hat{u}_o yhtälö

$$\hat{u}_o = \hat{u}_{\text{ref}} \frac{G_c G_{\text{co}}/U_M}{1 + HG_c G_{\text{co}}/U_M} + \hat{u}_{\text{in}} \frac{G_{\text{io},o}}{1 + HG_c G_{\text{co}}/U_M} - \hat{j}_o \frac{Z_{o,o}}{1 + HG_c G_{\text{co}}/U_M} \quad (80)$$

Yhtälö (80) voidaan kirjoittaa myös muodossa

$$\hat{u}_o(s) = \hat{u}_{\text{ref}}(s) \frac{1}{H(s)} \frac{T(s)}{1 + T(s)} + \hat{u}_{\text{in}}(s) \frac{G_{\text{io},o}(s)}{1 + T(s)} - \hat{j}_o(s) \frac{Z_{o,o}(s)}{1 + T(s)}, \quad (81)$$

jossa

$$T(s) = H(s)G_c(s)G_{\text{co}}(s)/U_M. \quad (82)$$

$T(s)$ on silmukkavahvistus tai avoimen piirin siirtofunktio, joka saadaan myötä- ja takaisinkytkentähaarojen vahvistusten tulona. Mikäli piirissä ei ole säätäjää, on vahvistus $G_c(s) = 1$. /6/

3.1.1 Säätösuhde

Yhtälöstä (81) saadaan suljetun piirin siirtofunktio tulojännitteestä $\hat{u}_{\text{in}}(s)$ lähtöjännitteeseen $\hat{u}_o(s)$

$$\frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{u}_{\text{in}}(s)} = \frac{G_{\text{io},o}(s)}{1 + T(s)}, \quad (83)$$

missä termiä $1/(1 + T(s))$ kutsutaan säätösuhteeksi. Mikäli silmukkavahvistus on itseisarvoltaan suuri, voidaan siirtofunktiolle $G_{\text{io},o}(s)$ saada hyvinkin huomattava vaimennus. Takaisinkytkentäsilmukan havaitaan vaimentavan tulojännitteen muutoksien näkymistä lähtöjännitteessä. Yhtälöstä (81) nähdään saman pätevän kuormavirran vaihteluihin. /6/

3.1.2 Seurantasuhde

Edelleen yhtälön (81) mukaisesti suljetun piirin siirtofunktio jännitteen asetusarvosta $\hat{u}_{\text{ref}}(s)$ lähtöjännitteeseen $\hat{u}_o(s)$ on

$$\left. \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{u}_{\text{ref}}(s)} \right|_{\substack{\hat{u}_{\text{in}}=0 \\ j_o=0}} = \frac{1}{H(s)} \frac{T(s)}{1+T(s)}, \quad (84)$$

missä termiä $T(s)/(1+T(s))$ kutsutaan seurantasuhteeksi. Mikäli silmukkavahvistus $T(s)$ on itseisarvoltaan suuri, saadaan

$$\left. \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{u}_{\text{ref}}(s)} \right|_{\substack{\hat{u}_{\text{in}}=0 \\ j_o=0}} \approx \frac{1}{H(s)}, \quad (85)$$

joka on riippumaton säätäjän, pulssinleveysmodulaattorin ja hakkurin vahvistuksista. Pitämällä silmukkavahvistus riittävän suurena varmistetaan, että myötähaaran vahvistusten muuttuminen ei vaikuta lähtöjännitteeseen. Jotta lähtöjännite saadaan seuraamaan tarkasti asetusarvoa, on tunnettava hyvin mittalaitteen vahvistus $H(s)$ ja jännitteen asetusarvo $\hat{u}_{\text{ref}}(s)$. DC-DC-muuttajilla jännitteen asetusarvo $\hat{u}_{\text{ref}}(s)$ on nolla, mutta edellä esitetty pätee myös tasasähkökomponenteille. /6/

3.2 STABIILIUS

Käytetään hakkurin stabiiliuden tarkasteluun vaihevaratestiä. Hahmotellaan hakkurin avoimen piirin siirtofunktion (82) vahvistuksen ja vaiheen Bode-kuvaajat. Kuvaajista nähdään vahvistuksen rajataajuus f_c kohdassa, jossa vahvistus on yksi

$$|T(j2\pi f_c)| = 1 \Rightarrow 0 \text{ dB}. \quad (86)$$

Vaihevara φ_m saadaan lisäämällä rajataajuuden vaiheeseen 180°

$$\varphi_m = 180^\circ + \angle T(j2\pi f_c). \quad (87)$$

Mikäli silmukkavahvistuksella on vain yksi rajataajuus eikä lainkaan oikean puolitason napoja, eivät myöskään säätö- ja seurantasuhteet sisällä oikean puolitason napoja vaihevaran ollessa positiivinen. Mikäli silmukkavahvistus sisältää oikean puolitason napoja tai rajataajuuksia on useampia, ei vaihevaratestiä Bode-kuvaajien avulla voida soveltaa. Tällöin voidaan käyttää esimerkiksi Nyquistin stabiiliusteoriaa. /6/

Stabiilissa piirissä sekä vaihe- että vahvistusvara ovat positiivisia lukuarvoja. Vaihevaralle suositellaan arvoja $30\text{...}60^\circ$ /8/, suurempikin vaihevara on mahdollinen. Vahvistusvaralle ei kirjallisuudessa useinkaan esitetä suosituksia, mutta esimerkiksi /1/ suosittelee arvoja $4\text{...}12$ dB.

3.3 KOMPENSOINTI

Suunnitellaan edellisen kappaleen 3.2 stabiiliustarkastelun pohjalta järjestelmälle säädin, jonka siirtofunktio yleisessä muodossa on

$$G_c(s) = G_{c0} \frac{\prod_{i=1}^m (s + z_i)}{\prod_{j=1}^n (s + p_j)}. \quad (88)$$

Yhtälön (88) siirtofunktion $G_c(s)$ vahvistus G_{c0} , nollat z_i ja navat p_j valitaan stabiiliustarkastelun perusteella siten, että säätöpiiri saadaan stabiiliksi ja tarvittaessa voidaan korjata muitakin ominaisuuksia.

DC-DC-muuttajien ohjaukseen soveltuvia yksinkertaisia säätimiä ovat PD-säätäjä eli vaiheenjohtopiiri ja PI-säätäjä eli vaiheenjättöpiiri sekä näiden yhdistelmä PID-säätäjä.

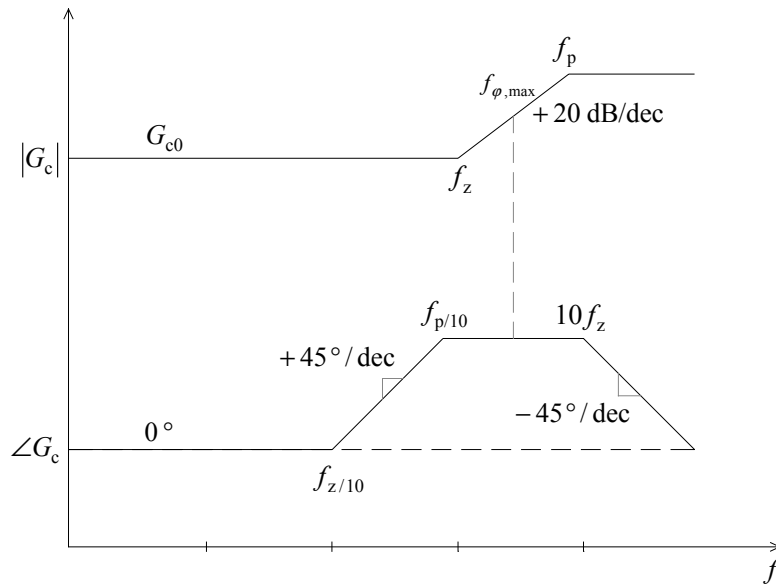
3.3.1 PD-säätäjä

PD-säätäjää käytetään kasvattamaan vaihevaraa φ_m . Silmukkavahvistukseen lisätään nolla riittävän paljon vahvistuksen rajataajuutta f_c matalammalle taajuudelle f_z niin, että silmukkavahvistusta saadaan suurennettua haluttu määrä. PD-säätäjällä voidaan myös laajentaa takaisinkytkennän kaistanleveyttä eli rajataajuutta f_c säilyttäen silti hyväksyttävä vaihevara φ_m .

Lisättävän nollan haittapuoli on, että se aiheuttaa taajuuden kasvaessa säätäjän vahvistuksen nousua +20 dB/dec. Koska käytännön vahvistimen vahvistuksen tulisi lähestyä nollaa suurilla taajuuksilla, tulee säätäjän siirtofunktion sisältää lisäksi suuritaajuisia napoja, jotka myös vaimentavat korkeataajuisia kohinaa. Erityinen huolenaihe ovat kytkentätaajuuden harmoniset, joita esiintyy lähtöjännitteessä ja takaisinkytkentäsignaaleissa. Mikäli säätäjän vahvistus kytkentätaajuudella on liian suuri, nämä harmoniset vahvistuvat säätäjässä ja saattavat häiritä pulssinleveysmodulaattorin toimintaa. Tämän estämiseksi säätäjän tulisi sisältää nollia kytkentätaajuutta pienemmillä taajuuksilla. Nämä toimenpiteet yleensä rajoittavat rajataajuuden f_c pienemmäksi kuin 10 % hakkurin kytkentätaajuudesta. Lisäksi on tarkastettava, ettei vahvistuksen kaistanleveys ylitä saatavilla olevien operaatiovahvistimien rajoituksia. /6/

PD-säätäjä sisältää siis matalataajuisen nollan ja yhden tai useampia korkeataajuisia napoja. Kuvassa 8 on esitetty yhtälön (89) mukaisen yksinapaisen PD-säätäjän siirtofunktion itseisarvo- ja vaihekuvaajat.

$$G_c(s) = G_{c0} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} \quad (89)$$



Kuva 8. PD-säätäjän siirtofunktion G_c itseisarvo ja vaihe. Säätäjän vahvistus on G_{c0} taajuuteen f_z saakka, minkä jälkeen nolla z saa sen nousemaan $+20$ dB/dec. Napa taajuudella f_p saa vahvistuksen jälleen vakioksi. Säätäjän vaihe on 0° taajuuteen $f_z/10$ saakka, jonka jälkeen se nousee $+45^\circ/\text{dec}$ taajuuteen $f_p/10$ asti. Nyt vaihe pysyy vakiona taajuuteen $10f_z$, jonka jälkeen se alkaa laskea $-45^\circ/\text{dec}$.

Vaiheen suurin arvo saadaan taajuudella $f_{\phi, \max}$, joka sijaitsee nollan ja navan taajuuksien geometrisessa keskiarvossa

$$f_{\phi, \max} = \sqrt{f_z f_p} \quad (90)$$

Jotta vaihevaraa saataisiin parannettua mahdollisimman paljon, täytyy säätäjä mitoittaa niin, että taajuus $f_{\phi, \max}$ täsmää rajataajuuden f_c kanssa. Vaiheeksi tällä taajuudella saadaan

$$\angle G_c(f_{\phi, \max}) = \tan^{-1} \frac{\sqrt{\frac{f_p}{f_z}} - \sqrt{\frac{f_z}{f_p}}}{2}, \quad (91)$$

josta merkitsemällä $\theta = \angle G_c(f_{\phi, \max})$

$$\frac{f_p}{f_z} = \frac{1 + \sin \theta}{1 - \sin \theta} \quad (92)$$

Yhtälöt (89) ja (91) osoittavat, että säätäjän optimaalisen vaiheenjohdon θ saamiseksi taajuudella f_c , tulisi nollan ja navan taajuudet valita

$$f_z = f_c \sqrt{\frac{1 - \sin \theta}{1 + \sin \theta}} \quad (93)$$

$$f_p = f_c \sqrt{\frac{1 + \sin \theta}{1 - \sin \theta}}. \quad (94)$$

Mikäli rajataajuutta f_c ei haluta muuttaa, valitaan säätäjän vahvistuksen itseisarvoksi tällä taajuudella yksi. Tällöin G_{c0} on

$$G_{c0} = \sqrt{\frac{f_z}{f_p}}. \quad (95)$$

Yhtälöstä (95) nähdään G_{c0} :n olevan pienempi kuin yksi ja näin ollen vaiheenjohtopiiri pienentää takaisinkytkentäsilmutkan DC-vahvistusta. Jos rajataajuutta f_c halutaan muuttaa, on G_{c0} valittava toisin: Kasvattamalla vahvistusta G_{c0} yhtälön (95) arvosta saadaan taajuus f_c nousemaan ja päin vastoin /6/

$$G_{c0} = \left(\frac{f_c}{f_0}\right)^2 \frac{1}{T_{\text{eikomp}}} \sqrt{\frac{f_z}{f_p}}. \quad (96)$$

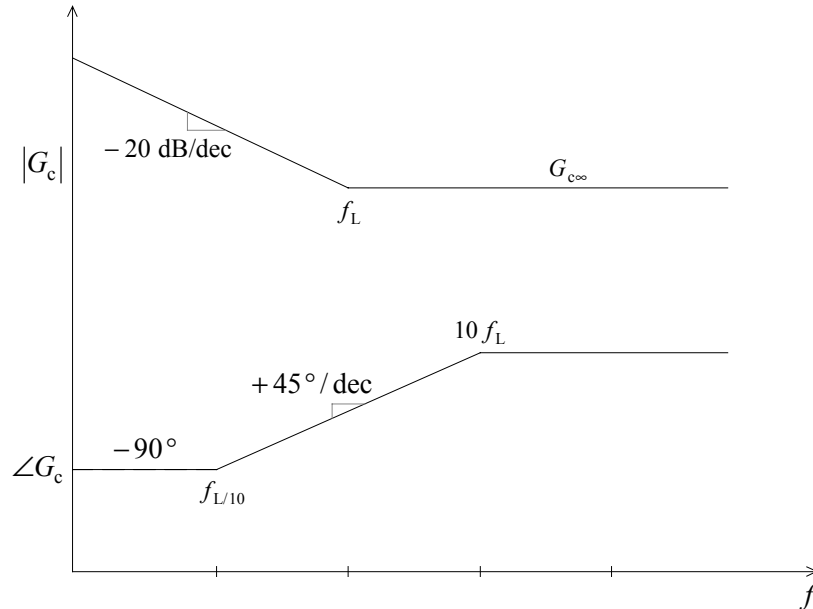
Yhtälössä (96) f_0 on silmukkavahvistuksen resonanssitaajuus ja T_{eikomp} kompensoimattoman silmutkan vahvistus halutulla ylimenotaajuudella.

3.3.2 PI-säätäjä

PI-säätäjää käytetään kasvattamaan silmukkavahvistusta matalilla taajuuksilla, jotta erosuure lähestyisi nollaa ja lähtö olisi paremmin säädettävissä tasajännitteellä sekä huomattavasti rajataajuutta f_c pienemmillä taajuuksilla. Kuvassa 9 on esitetty yhtälön (97) mukainen PI-säätäjä, joka lisää silmukkavahvistukseen nollan taajuudelle f_L . Mikäli taajuus f_L on riittävän matala rajataajuuteen verrattuna, ei vaihevara muutu.

/6/

$$G_c(s) = G_{c\infty} \left(1 + \frac{\omega_L}{s} \right) \quad (97)$$



Kuva 9. PI-säätäjän siirtofunktion G_c itseisarvo ja vaihe. Vahvistus laskee -20 dB/dec taajuuteen f_L saakka, jonka jälkeen se pysyy vakiona $G_{c\infty}$. Vaihe on -90° taajuuteen f_L saakka, jonka jälkeen se nousee $+45^\circ/\text{dec}$. Saavuttaessaan taajuuden $10f_L$ vaihe muuttuu vakioksi.

3.3.3 PID-säätäjä

Vaiheenjohto- ja vaiheenjättöpiirien edut voidaan yhdistää, jolloin saadaan sekä laaja kaistanleveys että nollavirhe jatkuvuustilassa. Matalilla taajuuksilla säätäjä integroi eroa u_e , jolloin saadaan suuri silmukkavahvistus matalilla taajuuksilla ja täsmällinen säätö lähtöjännitteen matalataajuisille komponenteille. Korkeilla taajuuksilla, rajataajuuden f_c läheisyydessä, säätäjä toimii vaiheenjohtopiirinä kasvattaen vaihevaraa φ_m . Tällaista säätäjää kutsutaan PID-säätäjäksi. /6/

4 FLYBACK-HAKKURI

4.1 HAKKURIN MITOITUS

Flyback-hakkurin mitoituksen lähtöarvoina ovat tulo- U_{in} ja lähtöjännite U_o , lähtöteho P_o sekä kytkentätaajuus f_s :

$$\begin{aligned} U_{in} &= 35...75 \text{ V, nimellijännite } 54 \text{ V} \\ U_o &= 24 \text{ V } (\pm 0,5 \%), \text{ maksimijännite } 30 \text{ V} \\ P_o &= 0...50 \text{ W} \\ f_s &= 120 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Aloitetaan flyback-hakkurin mitoitus valitsemalla sopiva muuntosuhde μ sekä sopivat käämikierrosluvut N_1 ja N_2 ensiö- ja toisiokäämeihin

$$\mu = \frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{n}, \quad (98)$$

minkä jälkeen voidaan laskea hakkurin pulssisuhde D

$$D = \frac{\mu}{\mu + \frac{U_{in} - r_L I_L}{U_o + U_d}}. \quad (99)$$

Yhtälössä (99) U_d on jännitehäviö diodin yli ($\sim 1 \text{ V}$). Yhtälössä (18) esitettiin ajanjakson t_{off1} suhteellinen aika d' yleisesti. Tasavirtakomponenteille voidaan kirjoittaa

$$D' = 1 - D \quad (100)$$

ja edelleen aika t_{off1}

$$t_{off1} = D' T_S. \quad (101)$$

Lähtövirran keskiarvo I_o ja kuormavastus R lasketaan lähtötehon ja -jännitteen perusteella

$$I_o = \frac{P_o}{U_o} \quad (102)$$

$$R = \frac{U_o^2}{P_o}. \quad (103)$$

Ensiökäämin virran keskiarvo I_L jatkuvalla käämivirralla saadaan, kun tiedetään tulotehon olevan sama kuin lähtöteho $P_{in} = P_o$. Otetaan huomioon myös diodin jännitehäviö ja käämin sarjavastuksen häviö

$$P_{in} = (U_{in} - r_L I_L) I_L = (U_o + U_d) I_o = P_o \quad (104)$$

$$I_L = \frac{U_{in} - \sqrt{U_{in}^2 - 4r_L (U_o + U_d) I_o}}{2r_L}. \quad (105)$$

Määrätään, että jatkuvalla käämivirralla ensiövirran väre huipusta huippuun saa olla enintään 20 % virran keskiarvosta jakson t_{on} aikana $I_{L,ton}$. Väre $2 \cdot \Delta i_L$, minimi- ja maksimivirrat $i_{L,min}$ ja $i_{L,max}$ sekä käämivirran keskiarvo jaksolla t_{on} saadaan iteroimalla yhtälöistä

$$2 \cdot \Delta i_L = 0,2 \cdot I_{L,ton} \quad (106)$$

$$i_{L,min} = \frac{I_L}{D} - \Delta i_L \quad (107)$$

$$i_{L,max} = i_{L,min} + 2 \cdot \Delta i_L \quad (108)$$

$$I_{L,ton} = i_{L,min} + \Delta i_L. \quad (109)$$

Ensiökäämin induktanssi saadaan nyt laskettua tulojännitteen, käämin sarjavastuksen jännitehäviön, ajan t_{on} sekä väreen $2 \cdot \Delta i_L$ perusteella ja toisiökäämin induktanssi saadaan kertomalla ensiön induktanssi käämikierrossuhteen n neliöllä

$$L_1 = L = \frac{(U_{in} - r_L I_L) t_{on}}{2 \cdot \Delta i_L} \quad (110)$$

$$L_2 = n^2 L_1. \quad (111)$$

Epäjatkuvalla käämivirralla toisiokäämin maksimivirta $i_{2,\max}$ voidaan laskea pinta-alatulkintana kuvan 4 (b) virran käyrämuodosta ja tästä muuntosuhteella jakamalla saadaan ensiökäämin maksimivirta $i_{L,\max}$ sekä edelleen pulssisuhteen avulla ensiökäämin virran keskiarvo I_L

$$i_{2,\max} = \frac{2 \cdot I_o \cdot T_S}{t_{\text{off1}}} \quad (112)$$

$$i_{L,\max} = \frac{i_{2,\max}}{\mu} \quad (113)$$

$$I_L = \frac{D i_{L,\max}}{2}. \quad (114)$$

Magnetointikämmivirran ollessa epäjatkuvaa, saadaan yhtälöistä (112) ja (114) aika t_{off1} ja edelleen aika t_{on}

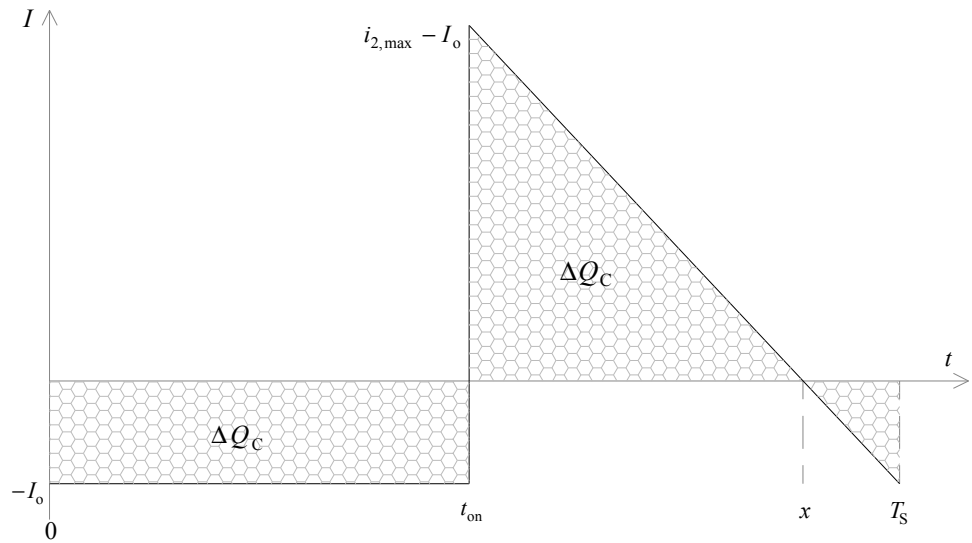
$$t_{\text{off1}} = \sqrt{\frac{2 \cdot I_o \cdot T_S \cdot L_2}{U_o}} \quad (115)$$

$$t_{\text{on}} = \frac{\mu \cdot (U_o + U_d) \cdot t_{\text{off1}}}{U_{\text{in}} - r_L I_L}. \quad (116)$$

Epäjatkuvalla käämivirralla käämivirta laskee aina nolleen ennen jaksonajan päättymistä, joten ensiön induktanssia laskettaessa yhtälöön (110) sijoitetaan virran väreen paikalle ensiön huippuvirta

$$L_1 = \frac{(U_{\text{in}} - r_L I_L) t_{\text{on}}}{i_{L,\max}}. \quad (117)$$

Kondensaattorin virta on keskimäärin nolla ja sen käyrämuoto yhden kytkentäjakson aikana jatkuvan ja epäjatkuvan käämivirran rajalla kuvan 10 mukainen. Virta varaa ja purkaa kondensaattoria varauksella ΔQ_C , joka saadaan kuvasta pinta-alatulkintana. Mitoitetaan kondensaattori jatkuvan ja epäjatkuvan käämivirran rajalla, koska kyseinen tapaus vaatii tässä tapauksessa suurimman kondensaattorin.



Kuva 10. Kondensaattorin virtamuoto yhden kytentäjaksen aikana jatkuvan ja epäjatkuvan käämi-
virran rajalla. Virtäkäyrän ja x-akselin väliin jäävä kuvioitu alue kuvaa kondensaattorin varausta.

Lasketaan kondensaattorin varaus x-akselin positiiviselta puolelta

$$\Delta Q_C = \frac{i_{2,\max} - I_o}{2} \cdot (x - t_{\text{on}}). \quad (118)$$

x on ajanhetki jolla varaus muuttua merkkinsä positiivisesta negatiiviseksi

$$x = T_S - \frac{I_o}{i_{2,\max}} (T_S - t_{\text{on}}). \quad (119)$$

Kondensaattorin jännitteen väre on sama kuin lähtöjännitteellä, jolle sallittiin $\pm 0,5\%$:in poikkeama,

$$\Delta U_o = 2 \cdot 0,005 \cdot U_o. \quad (120)$$

Kondensaattorin kapasitanssiksi saadaan nyt

$$C = \frac{\Delta Q_C}{\Delta U_o}. \quad (121)$$

Diodin keskimääräinen virta on sama kuin lähtövirran keskiarvo I_o , maksimijännite $U_{d,max}$ saadaan maksimitulojännitteen $U_{in,max}$ ja käämikierrosten suhteen n avulla

$$U_{d,max} = 2 \cdot n \cdot U_{in,max} \cdot \quad (122)$$

Transistorin maksimivirta on ensiön huippuvirta, maksimijännite $U_{t,max}$ lasketaan tulo- ja lähtöjännitteistä

$$U_{t,max} = U_{in,max} + \frac{U_o}{n} \cdot \quad (123)$$

Flyback-hakkurin muuntajana käytetään ferriittirengasta. Ferriitti mitoitetaan maksimimagneettivuontiheyden perusteella. Lasketaan käämivuo eli tulojännitteen ja ajan t_{on} tulo ääripisteissä eli maksimiteholla ja minimijännitteellä sekä minimiteholla ja maksimijännitteellä

$$\Psi_{max} = (U_{in} \cdot t_{on})_{max} \cdot \quad (124)$$

Tarvittava käämikierrosten määrä saadaan jakamalla käämin induktanssi yhden kierroksen induktanssilla A_L

$$N_1 = \frac{L_1}{A_L} \cdot \quad (125)$$

Nyt voidaan tarkastaa, onko alussa valittu käämikierrosmäärä sopiva. Lasketaan vielä suurin magneettivuontiheys B_{max} jakamalla käämivuo käämikierrosten ja ferriitin tehollisen pinta-alan A_e tulolla

$$B_{max} = \frac{\Psi_{max}}{N_1 A_e} \cdot \quad (126)$$

Valitaan ferriitti niin, ettei laskettu maksimimagneettivuontiheys ylitä ferriitin sallittua vuontiheyttä. Tarkastetaan myös, että käämikierrokset N_1 ja N_2 mahtuvat ferriitin ikkunaan. Ferriitin termiseen suunnitteluun olisi myös syytä kiinnittää huomiota, jotta välttyttäisiin ferriitin lämpenemisestä johtuvilta ongelmilta. Ferriitin kyllästysvuontiheys on voimakkaasti lämpötilariippuvainen.

4.1.1 Mitoitus jatkuvalla käämivirralla

Aloitetaan jatkuvalla käämivirralla toimivan flyback-hakkurin mitoittaminen tehon ollessa suurimmillaan ja tulojännitteen pienimmillään, $P_o = 50 \text{ W}$ ja $U_{in} = 35 \text{ V}$, jolloin pulssisuhde on suurimmillaan. Flyback-hakkurin suurin mahdollinen pulssisuhde on käytännössä noin 0,48, koska suuremmalla pulssisuhteella muuntaja alkaa kyllästyä. Muuntajan ensiön ja toision käämikierroksiksi saadaan nyt $N_1 = 110$ ja $N_2 = 85$ sekä käämikierrosten suhteeksi $n = 0,77$.

Jotta piensignaalin oletukset pitäisivät paikkansa, on hakkuri jatkuvalla käämivirralla mitoittettava niin, että käämivirran väre on hyvin pieni virran keskiarvoon verrattuna. Mitoitetaan ensiön induktanssi niin, että pahimmassa tapauksessa virran väre huipusta huippuun on 20 % keskiarvosta. Pahimmassa tapauksessa hakkurin teho on minimissä ja tulojännite maksimissa. Valitaan käytetty minimiteho $P_{o,min} = 0,2 \cdot P_o$, tulojännite on $U_{in} = 75 \text{ V}$. Pulssisuhteeksi saadaan yhtälöstä (99) $D = 0,30$. Ensiövirran arvot lasketaan yhtälöistä (104) – (109). Ensiövirran keskiarvo koko jaksonajalle T_s on $I_L = 0,14 \text{ A}$ ja jaksolle t_{on} laskettuna $I_{L,ton} = 0,46 \text{ A}$, minimivirta $i_{L,min} = 0,41 \text{ A}$, maksimivirta $i_{L,max} = 0,51 \text{ A}$ sekä virran väre $2\Delta i_L = 0,1 \text{ A}$.

Ensiön ja toision induktansseiksi saadaan yhtälöistä (110) ja (111) $L_1 = 2,0 \text{ mH}$ ja $L_2 = 1,2 \text{ mH}$. Kondensaattorin kapasitanssi valitaan samaksi sekä jatkuvalla että epä-jatkuvalla käämivirralla. Mitoitus on tehtävä epäjatkuvalla käämivirralla, koska se vaatii suuremman kapasitanssin. Kapasitanssin arvoksi valitaan $C = 47 \mu\text{F}$. Käämin ja kondensaattorin sarjaresistansseille käytetään arvoja $r_L = 0,3 \Omega$ ja $r_C = 0,3 \Omega$.

Lasketaan vielä simulointia varten hakkurille arvot nimellistoimintapisteessä $U_{in} = 54 \text{ V}$ ja $P_o = 50 \text{ W}$: Pulssisuhde on $D = 0,38$. Kuorma saadaan yhtälöstä (103) $R = 11,52 \Omega$ ja käämivirran keskiarvo jakson t_{on} aikana yhtälöistä (105) – (109) $I_{L,ton} = 2,57 \text{ A}$.

Diodin keskimääräinen virta on 2,1 A ja maksimijännite $U_{d,max} = 116 \text{ V}$. Valitaan diodiksi General Semiconductor:in ES3C, jonka maksimijännite on 150 V ja keskimääräinen virta 3 A. Transistorin maksimivirta on 3,2 A ja maksimijännite $U_{t,max} = 107 \text{ V}$. Transistoriksi valitaan International Rectifier:in MOSFET IRFI640G.

Ferriittirenkaan suurin magneettivuontiheys $B_{\max} = 18 \text{ mT}$ saadaan maksimitulojännitteellä $U_{\text{in}} = 75 \text{ V}$ ja minimiteholla $P_o = 10 \text{ W}$. Valitaan Philips Components'in Ferroxcube toroid 305-6959, jonka mitat ovat: ulkohalkaisija 36,9 mm, sisähalkaisija 21,9 mm ja korkeus 15,7 mm. Tässä ei kiinnitetä huomiota ferriitin termiseen suunnitteluun, koska tarkoituksena ei ole tehdä jatkuvakäyttöistä sovellusta.

Pulssinleveysmodulaattorin sahalaitajännitteen huippuarvo on $U_M = 1,5 \text{ V}$. Valitaan myös jännitteen asetusarvoksi 1,5 V, jolloin mittalaitteen vahvistus on $H = 0,0625$.

4.1.2 Mitoitus epäjatkuvalla käämivirralla

Valitaan ensiön- ja toision käämikierrosluvuiksi epäjatkuvalla käämivirralla $N_1 = 11$ ja $N_2 = 9$, jolloin käämikierrosten suhteeksi saadaan $n = 0,73$. Mitoitetaan hakkuri jatkuvan ja epäjatkuvan käämivirran rajalla, jossa pulssisuhde on $D = 0,47$. Yhtälöistä (111) – (117) saadaan magnetointikäänin induktansseiksi $L_1 = 21 \mu\text{H}$ ja $L_2 = 14 \mu\text{H}$. Kondensaattorin kapasitanssiksi lasketaan yhtälöistä (118) – (121) $C \geq 40 \mu\text{F}$. Käytetään kondensaattorille arvoa $C = 47 \mu\text{F}$ ja käänin sekä kondensaattorin sarjavastuksille arvoja $r_L = 0,25 \Omega$ ja $r_C = 0,3 \Omega$.

Nimellistoimintapisteessä $U_{\text{in}} = 54 \text{ V}$ ja $P_o = 50 \text{ W}$ pulssisuhde on $D = 0,31$, kuorma $R = 11,52 \Omega$ ja käämivirran keskiarvo jakson t_{on} aikana $I_{L,\text{ton}} = 2,57 \text{ A}$.

Diodiksi ja transistoriksi voidaan valita samat kuin jatkuvalla käämivirralla eli ES3C ja IRFI640G. Maksimikääninvuontiheys ferriitissä saadaan jatkuvan ja epäjatkuvan tilan rajalla $B_{\max} = 130 \text{ mT}$. Myös ferriitiksi voidaan valita sama kuin jatkuvalla käämivuolla.

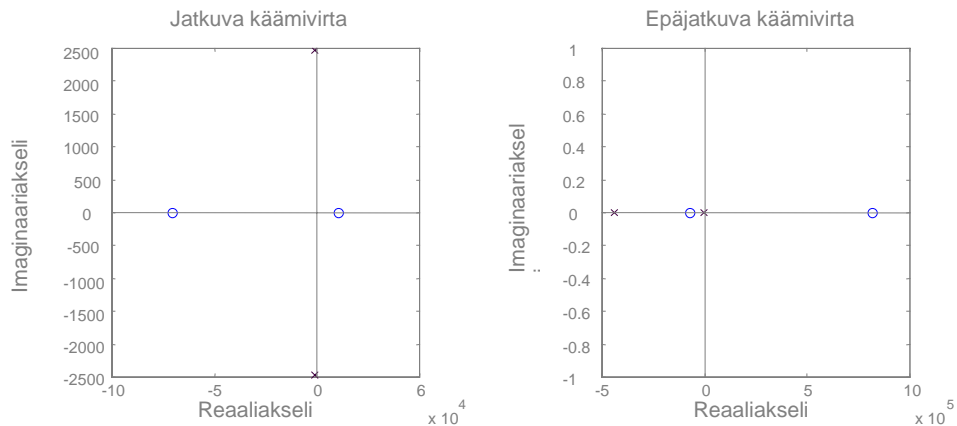
4.2 HAKKURIN STABIILIUSTARKASTELU

Tarkastellaan kappaleessa 4.1 mitoitetun flyback-hakkurin ominaisuuksia ja stabiiliutta nimellistoimintapisteessään $U_{in} = 54 \text{ V}$ ja $P_o = 50 \text{ W}$ napa-nollakohta- ja bode-kuvaajien avulla. Käytetään tarkastelussa kappaleessa 3 esitettyä silmukkavahvistusta T (82), jossa säätäjän vahvistukseksi asetetaan $G_c(s) = 1$. Silmukkavahvistukseen käytetään kappaleessa 2 johdettuja hakkurin avoimen piirin siirtofunktioita ohjauksesta lähtöjännitteeseen $G_{co,0}$. Jatkuvalle käämivirralla käytetään yhtälöä (56) ja epäjatkuvalle käämivirralla yhtälöä (73). Kun sijoitetaan silmukkavahvistuksiin kappaleessa 4.1 lasketut numeroarvot, saadaan

$$T_{CCM}(s) = \frac{0,0625}{1,5} \cdot \frac{-s^2 - 6,0 \cdot 10^4 s + 7,0 \cdot 10^8}{s^2 + 2100 s + 7,2 \cdot 10^6} = \frac{-0,04 s^2 - 2500 s + 2,9 \cdot 10^7}{s^2 + 2100 s + 7,2 \cdot 10^6} \quad (127)$$

$$T_{DCM}(s) = \frac{0,0625}{1,5} \cdot \frac{-2 s^2 + 1,7 \cdot 10^6 s + 1,3 \cdot 10^{11}}{s^2 + 4,5 \cdot 10^5 s + 1,6 \cdot 10^9} = \frac{-0,1 s^2 + 7,2 \cdot 10^4 s + 5,6 \cdot 10^9}{s^2 + 4,5 \cdot 10^5 s + 1,6 \cdot 10^9} \quad (128)$$

Tarkastellaan ensin siirtofunktioiden napa-nollakohta-kuvaajia. Kuvassa 11 vasemmalla on jatkuvan käämivirran ja oikealla epäjatkuvan käämivirran kuvaaja. Rastit kuvaavat napoja ja ympyrät nollia. Kuvaajia tarkasteltaessa on huomattava, että niissä on eri asteikot.



Kuva 11. Flyback-hakkurin silmukkavahvistuksen T napa-nollakohta-kuvaajat. Vasemmalla on jatkuvan- ja oikealla epäjatkuvan käämivirran kuvaaja. Kummassakin tapauksessa on yksi nolla oikeassa puolitasossa, epäjatkuvalle käämivirralla huomattavasti kauempana origosta kuin jatkuvalla käämivirralla. Lisäksi havaitaan, että jatkuvalla käämivirralla navat ovat imaginaariset.

Jatkuvalle käämivirralla silmukkavahvistus T_{CCM} saa imaginaariset navat, jotka ovat kohdissa $-1,1 \cdot 10^3 \pm j2,5 \cdot 10^3$. Toinen nolla on negatiivinen, $-7,1 \cdot 10^4$, ja toinen

oikeassa puolitasossa 10^4 . Epäjatkuvalla käämivirralla silmukavahvistuksen T_{DCM} navat ovat kohdissa $-4,4 \cdot 10^5$ ja $-3,7 \cdot 10^3$. Nollista toinen on $-7,1 \cdot 10^4$ ja toinen taas oikeassa puolitasossa $8,2 \cdot 10^5$.

Kummassakin tapauksessa, jatkuvalla ja epäjatkuvalla käämivirralla, on nolla oikeassa puolitasossa. Jatkuvalle käämivirralla nolla on kohdassa 10^4 , epäjatkuvalla käämivirralla lähes kaksi dekadia kauempana origosta. Oikean puolitason nolla rajoittaa järjestelmän kaistanleveyden noin puoleen nollan sijainnista, joten kuvaajien perusteella kaista jää jatkuvalla käämivirralla melko vaatimattomaksi, 5000 rad/s:iin. Epäjatkuvalla käämivirralla kaista on mahdollista saada jopa noin $4 \cdot 10^5$ rad/s:iin.

Lisätään järjestelmään vielä alipäästösuodin mittalaitteen eteen, jotta lähtöjännitteen kytkentätaajuinen väre ei häiritsisi säätäjän toimintaa. Ensimmäisen asteen alipäästösuotimen siirtofunktio F_{-3dB} on muotoa

$$F_{-3dB} = \frac{1}{2\pi RC}, \quad (129)$$

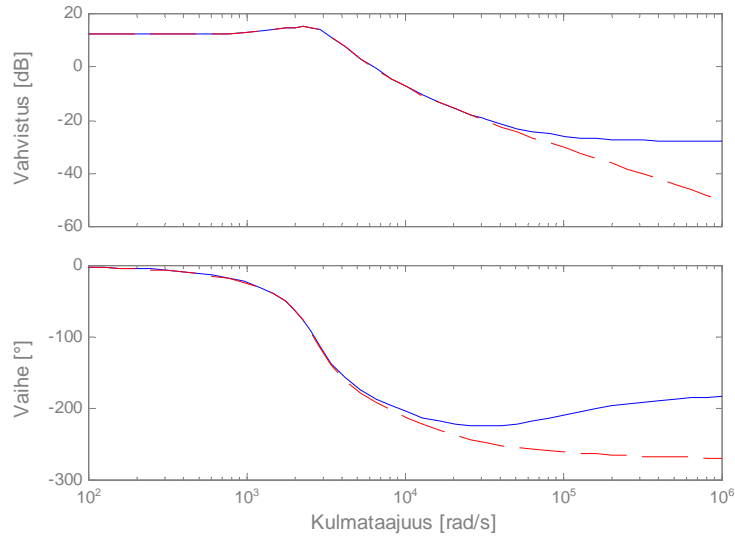
missä $\tau = RC$ on aikavakio. Mitoitetaan suodin suodattamaan yli 12000 Hz:n taajuudet pois eli $F_{-3dB} = 12000$ Hz. Tällöin aikavakio on $1,33 \cdot 10^{-5}$ s ja alipäästösuotimen siirtofunktio

$$F(s) = \frac{1}{1,3 \cdot 10^{-5} s + 1}. \quad (130)$$

Lisätään suotimen siirtofunktio silmukavahvistuksen yhtälöön (127)

$$T_{CCM}(s) = \frac{-0,04s^2 - 2500s + 2,9 \cdot 10^7}{1,3 \cdot 10^{-5} s^3 + s^2 + 2200s + 7,2 \cdot 10^6}. \quad (131)$$

Kuvassa 12 nähdään jatkuvalla käämivirralla toimivan flyback-hakkurin avoimen piirin siirtofunktion bode-kuvaajat. Ylemmässä kuvassa on siirtofunktion vahvistus ja alemmassa kuvassa vaihe. Jatkuva viiva kuvaa tilannetta ilman alipäästösuodinta ja katkoviiva suotimen lisäämisen jälkeen.



Kuva 12. Flyback-hakkurin avoimen piirin siirtofunktion bode-kuvaajat jatkuvalla käämivirralla. Jatkuva viiva kuvaa silmukavahvistusta ilman alipäästösuodinta ja katkoviiva vahvistusta suotimen kanssa. Suodin suodattaa yli 75000 rad/s taajuiset signaalit.

Kuvasta nähdään, että vahvistuksen ylimenotaajuus jatkuvalla käämivirralla on noin 7400 rad/s eli 1170 Hz riippumatta siitä onko alipäästösuodin mukana vai ei. Vaihe laskee nopeasti alle -180° :en jo ennen rajataajuutta, joten järjestelmän vaihevara on negatiivinen ja näin ollen järjestelmä epästabiili. Alipäästösuotimen vaikutus nähdään kuvasta selvästi. Suotimen napa taajuudella 75000 rad/s aiheuttaa vahvistuksen pienenemisen lähes lineaarisesti tätä suuremmilla taajuuksilla ja vaiheeseen tulee 90° :en vaihesiirto.

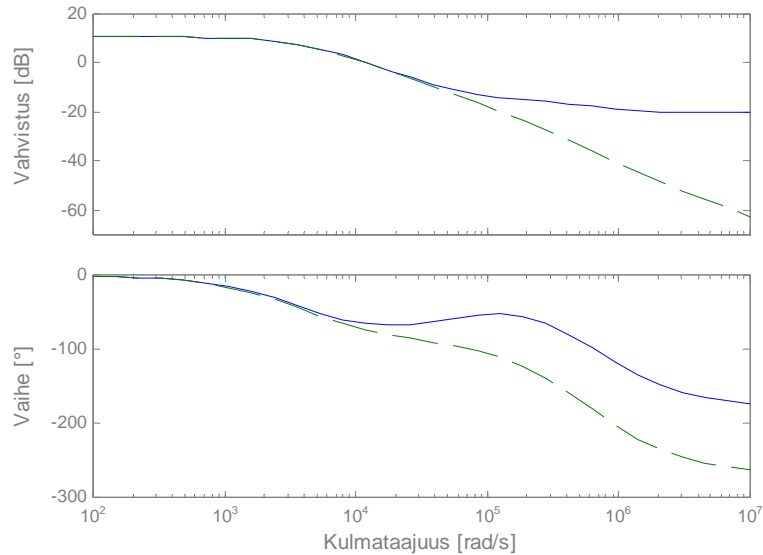
Hakkurin stabiiliuteen jatkuvalla käämivirralla voidaan vaikuttaa muuttamalla vaihevara positiiviseksi PD-säätäjän avulla.

Kun epäjatkuvan käämivirran silmukavahvistukseen (128) lisätään alipäästösuodin (130), saadaan silmukavahvistus muotoon

$$T_{\text{DCM}}(s) = \frac{-0,1s^2 + 7,2 \cdot 10^4 s + 5,6 \cdot 10^9}{1,3 \cdot 10^{-5} s^3 + 6,8s^2 + 4,7 \cdot 10^5 s + 1,6 \cdot 10^9}. \quad (132)$$

Kuvassa 13 on esitetty flyback-hakkurin silmukavahvistuksen bode-kuvaajat epäjatkuvalla käämivirralla. Jatkuvalla viivalla on kuvattu tilanne ilman alipäästö-

suodinta ja katkoviivalla suotimen lisäämisen jälkeen kuten edellä jatkuvan käämivirran tapauksessa.



Kuva 13. Flyback-hakkurin avoimen piirin siirtofunktion bode-kuvaajat epäjatkuvalle käämivirralla. Jatkuva viiva kuvaa tilannetta ilman alipäästösuodinta ja katkoviiva suotimen kanssa.

Epäjatkuvalle käämivirralla hakkurin silmukkavahvistuksen rajataajuus ilman alipäästösuodinta on 12300 rad/s eli 1960 Hz ja vaihevara on 114 °. Suotimen lisäämisen jälkeen rajataajuus laskee hieman, 12000 rad/s:in eli 1910 Hz:in, vaihevara laskee 105 °:en. Vahvistusvara ilman suodinta on 20 dB äärettömällä taajuudella, koska vaihe lähestyy asymptootisesti -180 °:tta. Suotimen lisäämisen jälkeen vahvistusvara on 36 dB taajuudella $6 \cdot 10^5$ rad/s eli 97000 Hz.

Alipäästösuotimen lisääminen vaikuttaa epäjatkuvalle käämivirralla avoimen piirin siirtofunktion vahvistukseen samoin kuin jatkuvalle käämivirralla, vahvistus pienenee lineaarisesti noin -20 dB/dec suotimen napataajuuden 75000 rad/s jälkeen. Vaiheeseen suodin aiheuttaa 90 °:en vaihesiirron.

Epäjatkuvalle käämivirralla silmukkavahvistuksen kaistanleveyttä voidaan parantaa PD-säätäjän avulla. Lisäksi voidaan pyrkiä pienentämään vaihevaraa, koska yli 100 °:en vaihevara tekee järjestelmän muutostiloissa melko hitaaksi.

4.3 SÄÄTÄJÄN SUUNNITTELU

4.3.1 Jatkuva käämivirta

Suunnitellaan säätäjä kappaleen 4.2 kuvan 12 jatkuvan käämivirran bode-kuvaajaa hyväksikäyttäen. Kompensoimattoman silmukkavahvistuksen (131) rajataajuus alipäästösuotimen kanssa oli 7400 rad/s, eikä kaistanleveyttä tästä voida enää nostaa, koska oikean puolitasen nolla on rajoittamassa sitä. Järjestelmän vaihevara on saatava positiiviseksi, mikä tehdään PD-säätäjän avulla. Valitaan halutuksi vaihevaraksi 55 °, minkä jälkeen voidaan säätäjän nollan ja navan taajuudet sekä vahvistus matalilla taajuuksilla laskea yhtälöistä (93) – (95). Vaihenjohtopiirin nollan ja navan taajuuksiksi saadaan $f_z = 375$ Hz (2360 rad/s) ja $f_p = 3770$ Hz (23700 rad/s). Säätäjän vahvistus on $G_{c0} = 0,315 = -10,0$ dB. PD-säätäjälle voidaan nyt kirjoittaa siirtofunktio

$$G_{c,PD} = 0,315 \frac{\left(1 + \frac{1}{2360} s\right)}{\left(1 + \frac{1}{23700} s\right)} = 0,315 \frac{\left(1 + 4,2 \cdot 10^{-4} s\right)}{\left(1 + 4,2 \cdot 10^{-5} s\right)}. \quad (133)$$

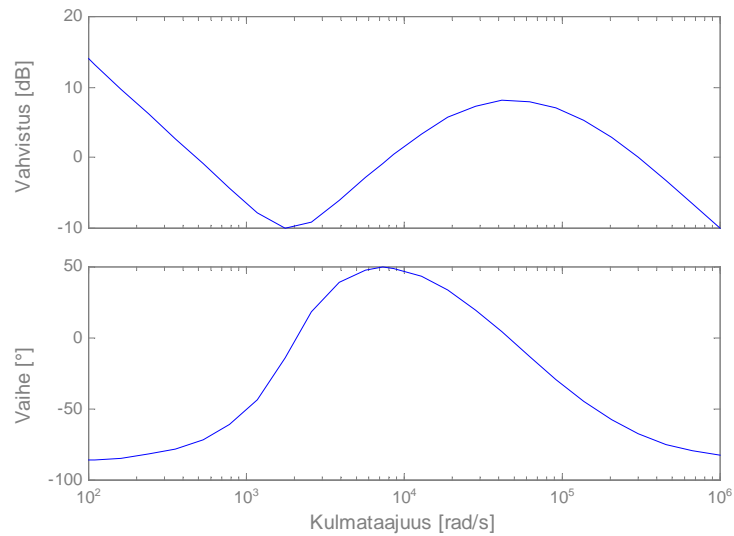
Lisätään PD-säätäjään vielä korkeataajuinen napa taajuudelle $f_H = 16000$ Hz (100500 rad/s), jotta kytkentätaajuuden harmoniset saadaan vaimennettua. Navan lisäämisen jälkeen säätäjän siirtofunktio on

$$G_{c,PD} = 0,315 \frac{\left(1 + 4,2 \cdot 10^{-4} s\right)}{\left(1 + 4,2 \cdot 10^{-5} s\right)\left(1 + 10^{-5} s\right)}. \quad (134)$$

Parannetaan käyrän matalataajuisia käyttäytymistä lisäämällä säätäjään invertoiva nolla taajuudelle f_L . Säätäjän käyrä on laskeva taajuuteen f_L saakka, jonka jälkeen se pysyy vakioarvossa $G_{c\infty} = G_{c0}$ taajuuteen f_z saakka. Tästä eteenpäin se käyttäytyy PD-säätäjänä. Jotta invertoiva nolla ei merkittävästi huonontaisi vaihevaraa, valitaan taajuus f_L riittävän pieneksi, esimerkiksi 250 Hz eli 1570 rad/s. Lisätty nolla kasvattaa silmukkavahvistusta alle 250 Hz:n taajuuksilla parantaen lähtöjännitteen matalataajuisia ominaisuuksia. Saadun PID-säätäjän siirtofunktio on

$$\begin{aligned}
 G_{c,PID} &= 0,315 \frac{(1 + 4,2 \cdot 10^{-4} s)}{(1 + 4,2 \cdot 10^{-5} s)(1 + 10^{-5} s)} \left(1 + \frac{1570}{s}\right) \\
 &= \frac{1}{2,0 \cdot 10^{-3} s} \frac{(1 + 4,2 \cdot 10^{-4} s)(1 + 6,4 \cdot 10^{-4} s)}{(1 + 4,2 \cdot 10^{-5} s)(1 + 10^{-5} s)}.
 \end{aligned} \tag{135}$$

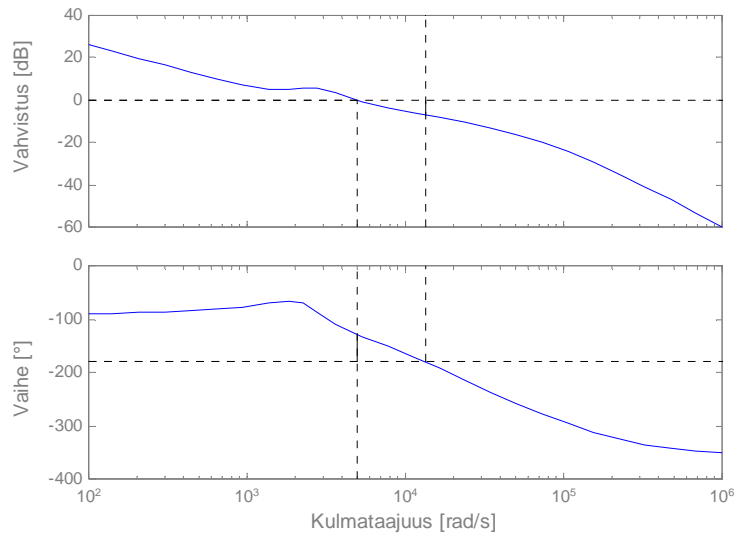
Säätäjän siirtofunktiolle (135) voidaan piirtää kuvan 14 vahvistus- ja vaihekuvaajat.



Kuva 14. Flyback-hakkurin PID-säätäjä jatkuvalla käännavirralla. Säätäjän vahvistus laskee -20 dB/dec taajuuteen $f_L = 1570$ rad/s saakka, minkä jälkeen sen vahvistus on $G_{e0} = -10$ dB. Vahvistus alkaa kasvaa $+20$ dB/dec taajuuden $f_z = 2360$ rad/s jälkeen ja asettuu jälleen vakioksi taajuuden $f_p = 23700$ rad/s jälkeen. Taajuuden $f_H = 100500$ rad/s jälkeen vahvistus alkaa laskea -20 dB/dec.

Kuvasta havaitaan, että suunniteltu säätäjä ei vaimenna verkkotaajuuden ensimmäistä harmonista 100 Hz. Tässä työssä oletetaan, että tulojännite saadaan tasajännitelähteestä. Ongelmia syntyy kuitenkin jos hakkuri liitetään vaihtojännitteestä tasasuunnattuun jännitteeseen.

Yhtälön (135) mukainen säätäjä voidaan toteuttaa analogiatekniikalla operaatiovahvistimin. Kun suunniteltu säätäjä lisätään silmukkahahvistukseen (131), saadaan tälle kuvan 15 mukaiset vahvistus- ja vaihekuvaajat.



Kuva 15. Flyback-hakkurin jatkuvan käänivirran silmukkavahvistuksen bode-kuvaaja säätäjän kanssa. Vahvistuksen rajataajuus on 5020 rad/s ja vaihevara 51 °.

Kuvasta nähdään, että säädetyin silmukkavahvistuksen vaihevara on 51 ° taajuudella 5020 rad/s eli 800 Hz. Vaihevara on lähes haluttu 55 ° ja kaistanleveys on nyt jatkuvalla käänivirralla erittäin hyvä. Oikean puolitason nollahan rajoittaa kaistanleveyttä ja edellä totesimme, että käytetyn flyback-hakkurin maksimi-kaistanleveys jatkuvalla käänivirralla on 5000 rad/s. Silmukkavahvistuksen vahvistusvara on 7 dB taajuudella 13400 rad/s eli 2100 Hz.

Taajuustason tarkastelun eli bode-kuvaajien perusteella voidaan päätellä säädön olevan hyvä. Vaihevara on kappaleessa 3 mainittujen rajojen sisäpuolella, kaista on saatu niin hyväksi kuin tässä tapauksessa on mahdollista ja kytkentätaajuiset häiriöt on saatu poistettua.

4.3.2 Epäjatkuva käänivirta

Epäjatkuvalla käänivirralla säätäjä suunnitellaan kappaleen 4.2 kuvan 13 bode-kuvaajan avulla. Kompensoimattoman alipäästösuotimella varustetun silmukkavahvistuksen rajataajuus on 12000 rad/s, jota voidaan nostaa huomattavasti. Oikean puolitason nollahan rajoittaa rajataajuuden $4,1 \cdot 10^5$ rad/s:in. Vaihevara kompensoimattomalla silmukalla oli 105 °, jota pyritään vasteen nopeuttamiseksi pienentämään.

Kun rajataajuutta halutaan muuttaa, on laskettava ensin kompensoimattoman piirin vahvistus halutulla rajataajuudella f_c . Vahvistus saadaan yhtälöstä

$$T_{\text{eikomp}} = T_0 \left(\frac{f_0}{f_c} \right)^2, \quad (136)$$

missä T_0 on kompensoimattoman silmukkafunktion vahvistus taajuudella nolla

$$T_0 = \frac{HU_o}{DU_M}. \quad (137)$$

Kuvasta 13 saadaan taajuus $f_0 = 4600$ rad/s, minkä jälkeen yhtälöistä (136) - (137) voidaan laskea vahvistukset $T_0 = 3,2 = 10,2$ dB ja $T_{\text{eikomp}} = 0,21 = -13,5$ dB. Jotta rajataajuudella f_c saataisiin 0 dB vahvistus, on säätäjän vahvistuksen rajataajuudella oltava +13,5 dB. Asetetaan halutuksi vaihevaraksi 54° ja lasketaan PD-säätäjän nollan ja navan taajuudet yhtälöistä (93) - (94). Taajuuksiksi saadaan $f_z = 5850$ rad/s eli 930 Hz ja $f_p = 55400$ rad/s eli 8800 Hz. Säätäjän vahvistukseksi saadaan yhtälöstä (96) $G_{c0} = 1,53 = 3,71$ dB. PD-säätäjälle voidaan kirjoittaa yhtälö

$$G_{c,PD} = 1,53 \frac{\left(1 + \frac{1}{5850} s\right)}{\left(1 + \frac{1}{55400} s\right)} = 1,53 \frac{\left(1 + 1,7 \cdot 10^{-4} s\right)}{\left(1 + 1,8 \cdot 10^{-5} s\right)}. \quad (138)$$

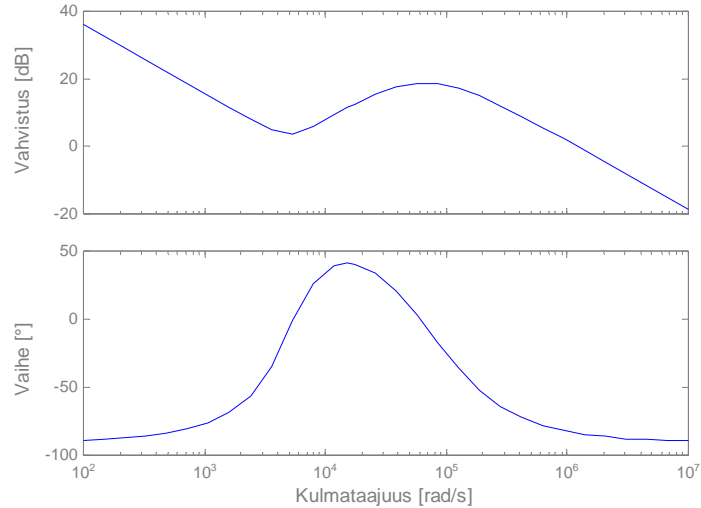
Kun PD-säätäjään lisätään korkeataajuinen napa taajuudelle $f_H = 13000$ Hz (81700 rad/s), on siirtofunktio

$$G_{c,PD} = 1,53 \frac{\left(1 + 1,7 \cdot 10^{-4} s\right)}{\left(1 + 1,8 \cdot 10^{-5} s\right) \left(1 + 1,2 \cdot 10^{-5} s\right)}. \quad (139)$$

Lisätään säätäjään vielä inverttoiva nolla taajuudelle 650 Hz eli 4080 rad/s ja saadaan PID-säätäjä

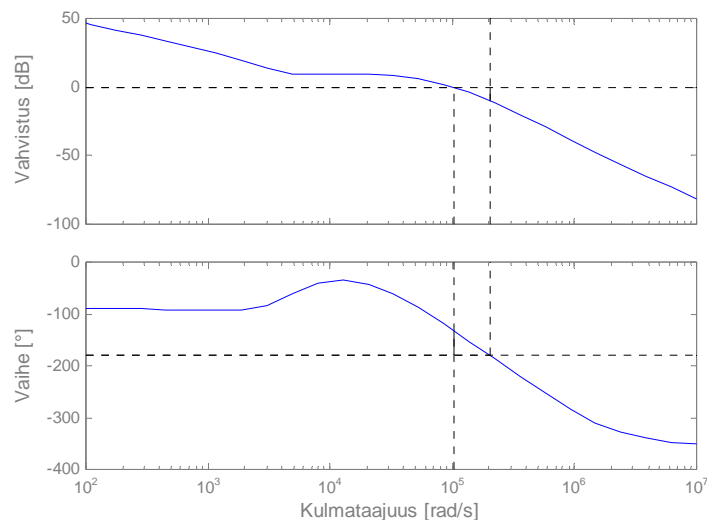
$$G_{c,PID} = \frac{1}{1,6 \cdot 10^{-4} s} \frac{\left(1 + 1,7 \cdot 10^{-4} s\right) \left(1 + 2,4 \cdot 10^{-4} s\right)}{\left(1 + 1,8 \cdot 10^{-5} s\right) \left(1 + 1,2 \cdot 10^{-5} s\right)}. \quad (140)$$

Yhtälön (140) PID-säätäjän vahvistus- ja vaihekuvaajat ovat kuvan 16 mukaiset.



Kuva 16. Epäjatkuvalla käämivirralla toimivalle flyback-hakkurille suunnitellun PID-säätäjän bodekuvaaja. Säätäjän vahvistus laskee -20 dB/dec taajuuteen $f_L = 4080$ rad/s, minkä jälkeen sen vahvistus on $G_{c0} = +3,71$ dB. Taajuuden $f_z = 5850$ rad/s jälkeen vahvistus alkaa kasvaa $+20$ dB/dec ja asettuu jälleen vakioksi taajuuden $f_p = 55400$ rad/s jälkeen. Taajuuden $f_H = 81700$ rad/s jälkeen vahvistus alkaa laskea -20 dB/dec.

Lisätään suunniteltu PID-säätäjä alipäästösuotimella varustetun epäjatkuvalla käämivirralla toimivan flyback-hakkurin silmukkavahvistukseen (132), minkä jälkeen sille voidaan piirtää kuvan 17 vaihe- ja vahvistuskuvaajat.



Kuva 17. Epäjatkuvalla käämivirralla toimivan flyback-hakkurin kompensoidun silmukkavahvistuksen bodekuvaaja. Vahvistuksen rajataajuus on 10^5 rad/s ja vaihevara 47° . Vahvistusvara on 10 dB taajuudella $2 \cdot 10^5$ rad/s.

Säädetyin silmukavahvistuksen vaihevara on 47° ja rajataajuus 10^5 rad/s eli 16000 Hz. Vahvistusvara on 10 dB taajuudella $2 \cdot 10^5$ rad/s eli 32000 Hz. Vaihevara 47° on hyväksyttävissä rajoissa, tosin voisi olla muutaman asteen enemmän, haluttu vaihevarahan oli 54° . Ylimenotaajuus on huomattavasti suurempi kuin laskelmissa käytetty. Tämä johtuu siitä, että käytetyillä yhtälöillä (93) – (96) ei saada suoraan laskettua säätäjälle käyttökelpoisia parametreja. Oikeat parametrit etsitään iteroimalla.

Vahvistuksen rajataajuus saatiin melko hyväksi kun vertauskohtana pidetään oikean puolitason nollan rajoittamaa kaistanleveyttä. Nollan puolesta kaista olisi voinut olla leveämpikin, mutta alipäästösuodin ja PD-säätäjän korkeataajuinen napa rajoittavat sitä jonkin verran.

Taajuustason tarkastelun perusteella voidaan todeta säädön olevan kohtuullinen, koska vaihevara saatiin pienennettyä yli 100° :sta noin 50° :en ja järjestelmän vaste saatiin näin nopeammaksi. Kaistanleveys saatiin myös nostettua huomattavasti paremmaksi.

Vertailemalla jatkuvan ja epäjatkuvan käämivirran säädettyjen silmukavahvistusten Bode-kuvaajia (kuvat 15 ja 17), nähdään selvästi, että jatkuvalla käämivirralla kaistanleveyttä ei saada kovin hyväksi. Tästä johtuen flyback-hakkurit käytännössä suunnitellaankin yleensä toimimaan epäjatkuvalla käämivirralla.

5 SIMULOINTI

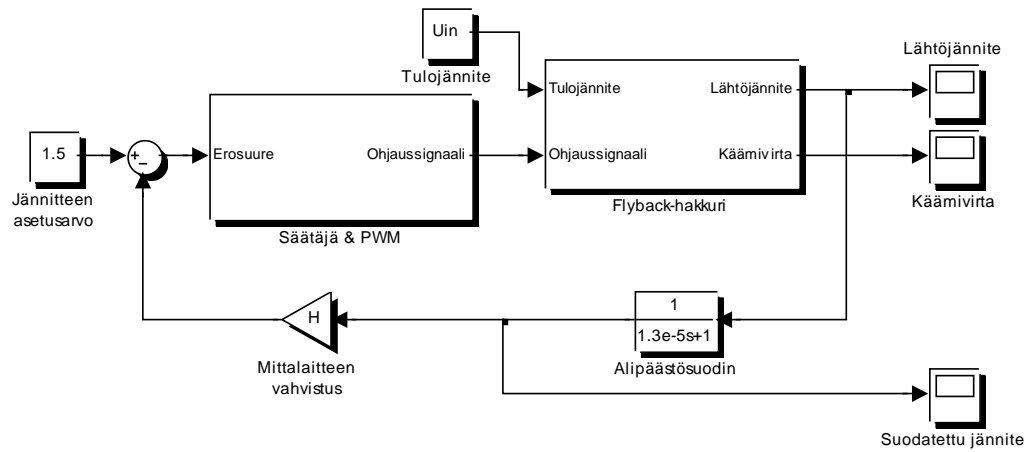
Edellisessä kappaleessa 4 mitoitettiin jatkuvalla ja epäjatkuvalla käämivirralla toimivat flyback-hakkurit sekä suunniteltiin niille säätäjät. Säätäjien suunnittelu tapahtui taajuustasossa. Tutkitaan nyt simuloimalla hakkurien ja säätöjen toimimista aikatasossa.

Simulointi tehdään käyttäen Simulink-simulointiohjelmaa, jossa hakkurille luodaan paloittain määritelty simulointimalli. Malli tehdään edellä muodostettujen flyback-hakkurin keskiarvotettujen yhtälöiden (20) - (22) avulla.

Simuloidaan flyback-hakkuria sekä jatkuvalla että epäjatkuvalla käämivirralla nimellistoimintapisteessään $U_{in} = 54 \text{ V}$ ja $P_o = 50 \text{ W}$. Simuloinneissa tutkitaan kuorman ja tulojännitteen muutosten vaikutusta lähtöjännitteeseen. Kuormavirran j_o muutoksia ei tarkastella tässä työssä.

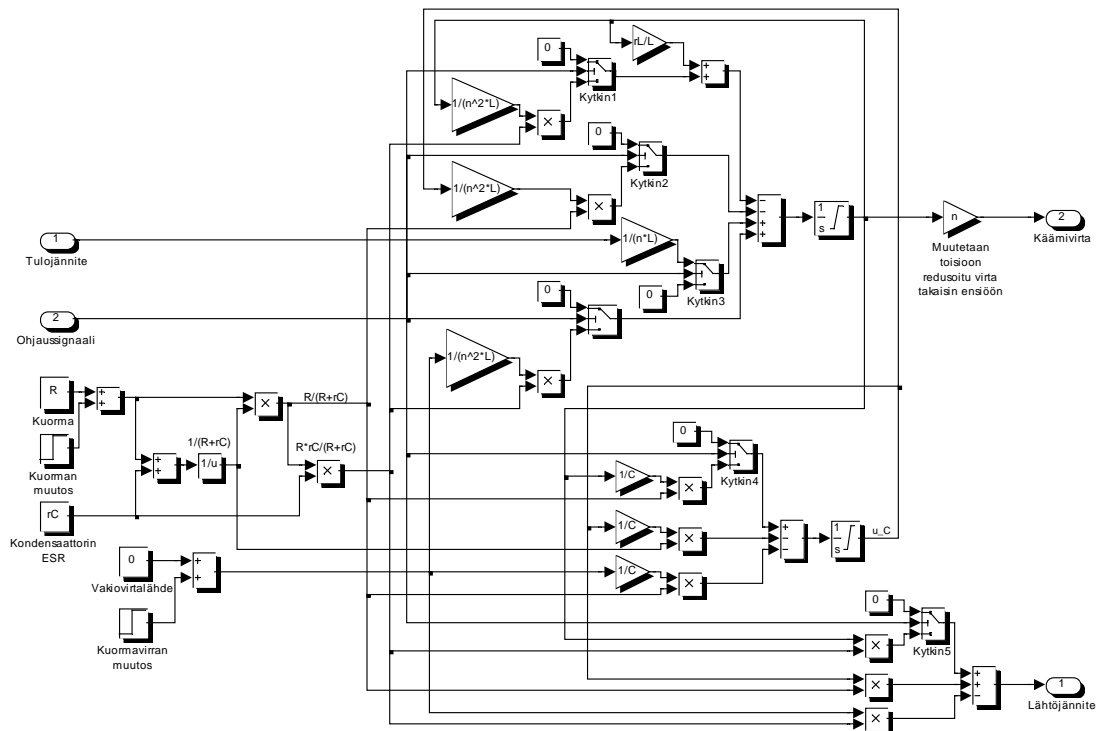
5.1 FLYBACK-HAKKURIN SIMULOINTIMALLI

Tehdään simulointia varten lohkokaaaviomalli kuvan 6 säätöpiirin toimintalohkokaavion perusteella. Simuloitava malli on esitetty kuvassa 18. Malli sisältää flyback-hakkurin, alipäästösuotimen, mittalaitteen, eroelimen, pulssinleveysmodulaattorin ja säätäjän sekä kolme oskilloskooppinäyttöä, joista nähdään lähtöjännite u_o , magnetointikäämin virta i_L sekä suodatettu jännite. Tulosuureina järjestelmässä ovat tulojännite U_{in} ja jännitteen asetusarvo U_{ref} .



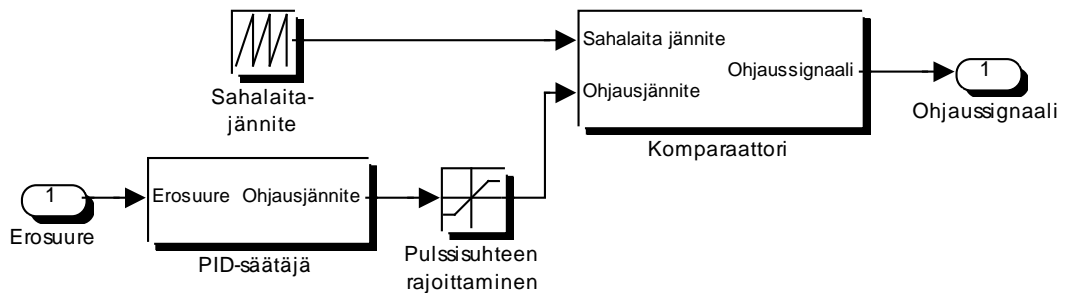
Kuva 18. Flyback-hakurin Simulink-simulointimalli. Myötähaarassa ovat säätäjän ja pulssinleveysmodulaattorin sekä hakurin alalohkot, takaisinkytkentähaarassa alipäästösuodin ja mittalaitteen vahvistus. Järjestelmän tulosuureet ovat tulojännite ja jännitteen asetusarvo. Lähtösuureet lähtöjännite, käämivirta sekä suodatettu jännite nähdään oskilloskooppinäytöistä.

Simulointimallin hakurimoduuli nähdään kuvassa 19. Malli on tehty flyback-hakurin keskiarvotetuista yhtälöistä (20) - (22). Kuvassa oikealla ovat lähtösuureet käämivirta sekä lähtöjännite ja vasemmalla tulosuureet tulojännite sekä ohjaussignaali, joka määrää kytkimien tilan (on/off).



Kuva 19. Flyback-hakurimoduulin simulointikaavio. Vasemmalla nähdään tulosuureet tulojännite ja ohjaussignaali, oikealla lähtösuureet käämivirta ja lähtöjännite.

Hakkurimoduulista saatua lähtöjännitettä u_o verrataan jännitteen asetusarvoon u_{ref} , ja saatua erosuureta säädetään kappaleessa 4 suunnitellulla säätäjällä. Jatkuvalla käämivirralla säätäjälle käytetään yhtälöä (135) ja epäjatkuvalla käämivirralla yhtälöä (140). Säätäjän jälkeen ohjausjännite sovitetaan sahalaitajännitteen maksimi-arvon ja mahdollisten hakkurin rajoitusten mukaiseksi. Flyback-hakkurille suurin sallittu pulssisuhde on 0,5. Käytetään tätä arvoa jatkuvalla käämivirralla. Epäjatkuvalla käämivirralla pulssisuhde on rajoitettava 0,47:n, koska mitoituksesta johtuen hakkuri suuremmalla pulssisuhteella joutuu jatkuvaan tilaan. Sahalaitajännitteen maksimi-arvo on tässä 1,5 V, joten suurin sallittu ohjausjännite on 0,75 V. Säädettyä ja sovitettua ohjausjännitesignaalia verrataan komparaattorissa pulssinleveysmodulaattorin sahalaitaiseen jännitteeseen, jolloin saadaan hakkurin kytkimien tilan määräävä ohjaussignaali. Säätäjän ja pulssinleveysmodulaattorin simulointimoduuli on esitetty kuvassa 20.



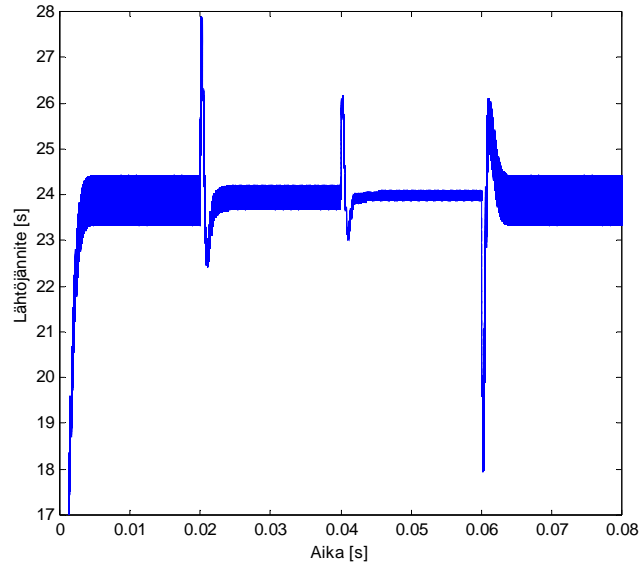
Kuva 20. PID-säätäjän ja pulssinleveysmodulaattorin simulointimoduuli. Erosuuretta säädetään säätäjässä, minkä jälkeen ohjausjännite sovitetaan sahalaitajännitteen ja hakkurin vaatimusten mukaiseksi. Komparaattorissa ohjausjännitettä verrataan sahalaitajännitteeseen ja saadaan ohjaussignaali.

5.2 KUORMAN MUUTOSTEN SIMULOINTI

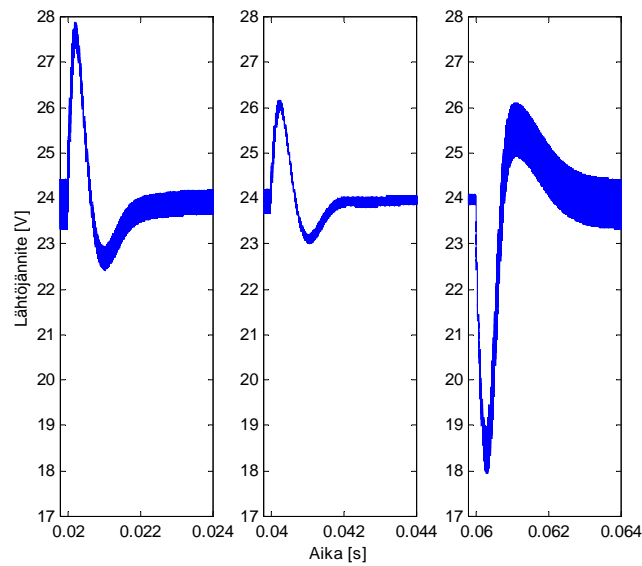
Simuloidaan aluksi flyback-hakkurin kuorman muutoksia nimellistoimintapisteessä $U_{in} = 54 \text{ V}$ ja $P_o = 50 \text{ W}$ sekä jatkuvalla että epäjatkuvalla käämivirralla. Tulojännite ja kuormavirta pidetään vakioina. Pudotetaan kuorma hetkellä 0,02 s puoleen eli 25 W:in ja hetkellä 0,04 s edelleen 10 W:in. Kuorma nostetaan takaisin 50 W:in hetkellä 0,06 s. Kokonaissimulointiaika on 0,08 s.

5.2.1 Kuorman muutosten simulointi jatkuvalla käämivirralla

Kuvassa 21 nähdään edellä esitettyjen kuorman muutosten vaikutus jatkuvakäämivirtaisen flyback-hakkurin lähtöjännitteeseen koko simulointijakson aikana. Seuraava kuva 22 esittää muutoskohdat tarkemmin.

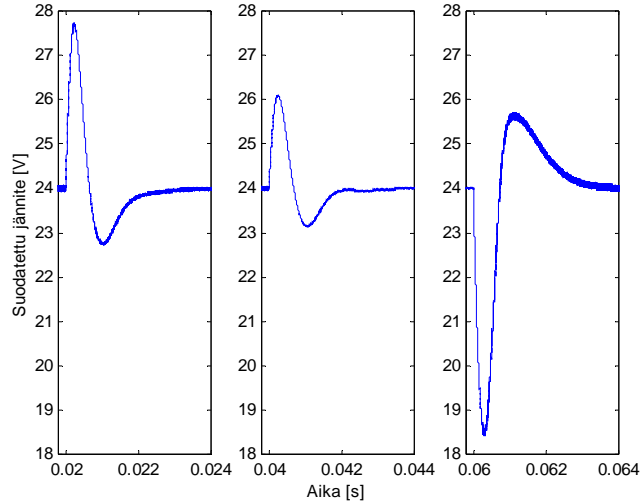


Kuva 21. Lähtöjännite jatkuvalla käämivirralla kuorman muuttuessa. Kuorma putoaa 50 W:ista 25 W:in hetkellä 0,02 s ja edelleen 10 W:in hetkellä 0,04 s nouden takaisin 50 W:in hetkellä 0,06 s.



Kuva 22. Kuorman muutosten vaikutus jatkuvakäämivirtaisen flyback-hakkurin lähtöjännitteeseen. Kuvassa on esitetty ainoastaan muutoskohdat. Hetkellä 0,02 s kuorma putoaa 50 W:ista 25 W:in, hetkellä 0,04 s edelleen 10 W:in ja nousee hetkellä 0,06 s takaisin 50 W:in.

Kuvassa 23 on vielä esitetty suodatettu jännite. Kuvasta nähdään paremmin jännitepiikkien suuruudet, koska jännitteen väre on pienempi.



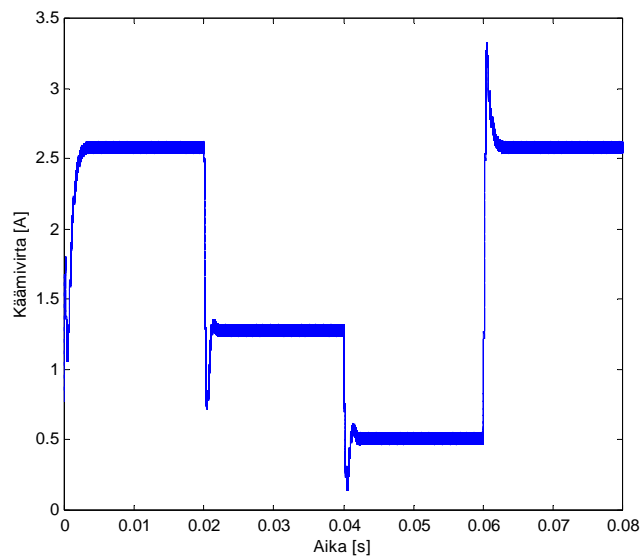
Kuva 23. Suodatetun jännitteen vaste kuorman muutoksiin jatkuvalla käämivirralla. Vasemmalla nähdään vaste kuorman muuttumiseen 50 W:sta 25 W:iin, keskellä edelleen 25 W:sta 10 W:iin ja oikealla on muutos 10 W:sta takaisin 50 W:iin.

Kuvasta 23 nähdään selvästi lähtöjännitteen muutokset kuormaa muuttaessa. Ensimmäinen muutos hetkellä 0,02 s, jossa kuorma pudotetaan 50 W:sta 25 W:iin, saa aikaan nousevan jännitepiikin, jonka suuruus on noin 3,7 V. Asettumisaika on noin 4 ms. Hetkellä 0,04 s kuorma lasketaan 25 W:sta 10 W:iin, jolloin jännitepiikki on noin 2,1 V ja asettumisaika 3 - 4 ms. Kun kuorma nostetaan takaisin 10 W:sta 50 W:iin, noin -5,5 V suuruinen jännitepiikki suuntautuu alaspäin ja asettumisaika on 4 ms.

Edellä kappaleessa 3 todettiin, että lähtöjännitteen on pysyttävä tietyissä rajoissa kuorman muutoksista huolimatta. Rajoiksi annettiin $24 \text{ V} \pm 2,4 \text{ V}$ kuorman pudotessa maksimista puoleen. Edellä tehdyn simuloinnin perusteella voidaan todeta, että jatkuvalla käämivirralla toimiva flyback-hakkuri ei täytä näitä vaatimuksia.

Asettumisajoille voidaan ottaa vertailuarvoksi Salcomp Oy:n hakkuriteholähteillä tyypillisesti vaadittu alle 10 ms /10/. Asettumisajat simuloinnissa olivat suurimmillaan 4 ms, joten asettumisaikoja voidaan pitää melko hyvinä.

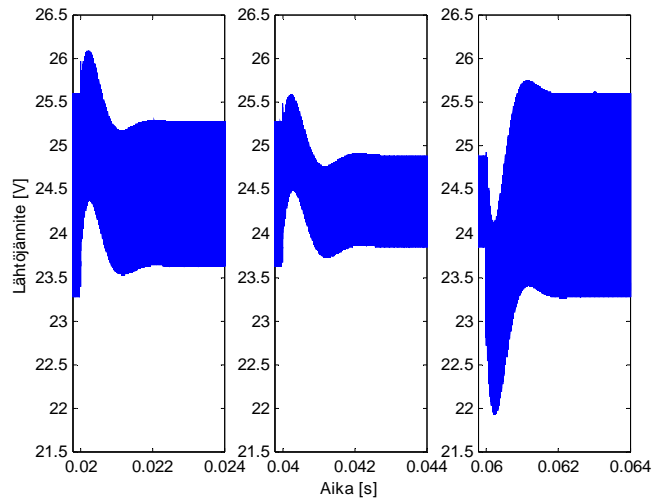
Kuvassa 24 on vielä esitetty kuorman muutosten vaikutus jatkuvalla käämivirralla toimivan flyback-hakkurin käämivirtaan. Virta on nimellisarvossaan 2,57 A, kuten se mitoitettiin luvussa 4.1. Kuorman pudotessa 25 W:in, virta putoaa noin 1,25 A:in ja edelleen kuorman pudotessa 10 W:in virta laskee noin 0,5 A:in. Transistoria mitoitettaessa todettiin maksimikäämivirran olevan 3,2 A. Kuvasta nähdään virran nousevan hetkellisesti hieman yli tämän, mutta valittu transistori kestää myös hieman suurempia lyhytkestoisia virtoja.



Kuva 24. Jatkuvakäämivirtaisen flyback-hakkurin käämivirta kuorman muuttuessa. Kuorman ollessa 50 W virta on nimellisarvossaan 2,57 A. Kuormalla 25 W virta putoaa noin 1,25 A:in ja kuormalla 10 W noin 0,5 A:in.

5.2.2 Kuorman muutosten simulointi epäjatkevalla käämivirralla

Kuvassa 25 nähdään kuorman muutosten vaikutus epäjatkevalla käämivirralla toimivan flyback-hakkurin lähtöjännitteeseen. Kuvassa on esitetty jännite ainoastaan muutoskohtien 0,02 s, 0,04 s ja 0,06 s ympäristössä.



Kuva 25. Kuorman muutosten vaikutus epäjatkevakäämivirtaisen flyback-hakkurin lähtöjännitteeseen. Kuvassa on esitetty ainoastaan muutoskohdat. Hetkellä 0,02 s kuorma putoaa 50 W:ista 25 W:in, hetkellä 0,04 s edelleen 10 W:in ja nousee hetkellä 0,06 s takaisin 50 W:in.

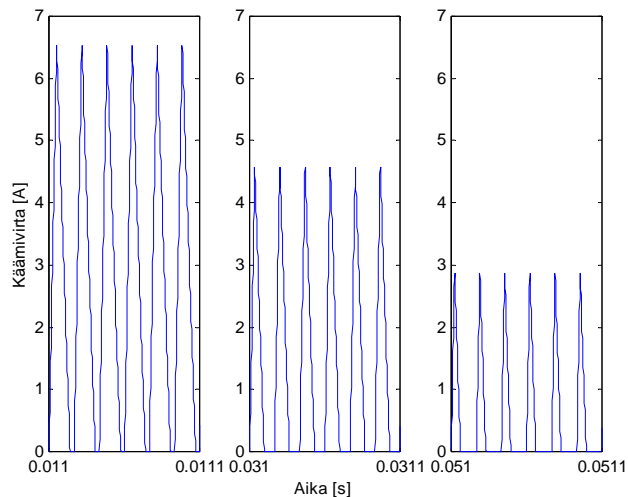
Kuvasta havaitaan, että hetkellä 0,02 s tehtävä muutos, jossa kuorma pudotetaan 50 W:sta 25 W:in, saa aikaan noin 0,75 V nousevan jännitepiikin. Asettumisaika on 2 - 3 ms. Hetkellä 0,04 s kuorman lasku 25 W:sta 10 W:in aiheuttaa jännitepiikin, jonka suuruus on noin 0,65 V ja asettumisaika noin 3 ms. Kun kuorma nostetaan takaisin 10 W:sta 50 W:in on alaspäin suuntautuva jännitepiikki noin - 1,4 V ja asettumisaika noin 2 ms.

Simuloinnin perusteella voidaan todeta lähtöjännitteen epäjatkevalla käämivirralla pysyvän sallituissa rajoissa kuorman muuttuessa. Asettumisajatkin ovat nyt 1 - 2 ms lyhyemmät kuin jatkuvalla käämivirralla.

Vertailemalla jatkuvalla ja epäjatkevalla käämivirralla toimivien flyback-hakkureiden lähtöjännitteiden vasteita kuorman muutokseen voidaan todeta, että epäjatkevassa toimintamoodissa jännitepiikit ovat pienemmät ja asettumisajat lyhyemmät. Tämä johtuu jatkuvakäämivirtaisen hakkurin kaistanleveyden

rajoittumisesta hyvin pieneksi kun taas epäjatkuvalle käämivirralla kaistanleveys on mahdollista saada jopa lähes satakertaiseksi jatkuvan käämivirran vastaavaan verrattuna.

Kuvassa 26 esitetään kuorman muutosten vaikutus epäjatkuvalle käämivirralla toimiva flyback-hakkurin käämivirtaan. Kuva on havainnollisuuden vuoksi esitetty paloissa. Virran huippuarvo nimelliskuormalla 50 W on noin 6,5 A, kuormalla 25 W noin 4,6 A ja minimikuormalla 10 W noin 2,9 A. Kuvista nähdään selvästi myös pulssisuhteen pieneneminen kuorman laskiessa.



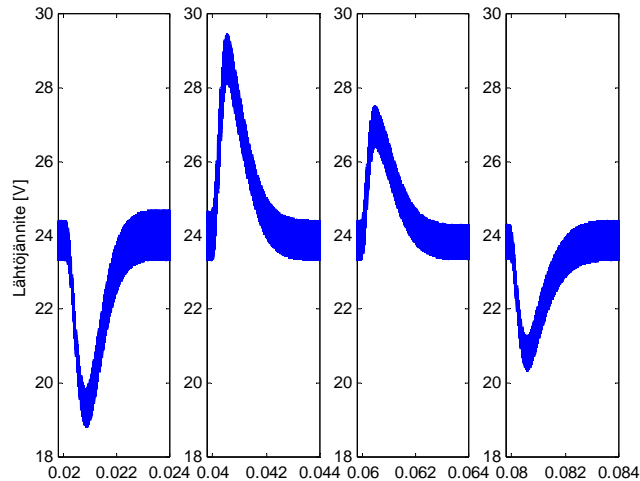
Kuva 26. Flyback-hakkurin käämivirta epäjatkuvalle toimintamoodissa. Kuva on esitetty havainnollisuuden vuoksi paloissa. Vasemmalla nähdään virta kuormalla 50 W, virran huippuarvo on noin 6,5 A. Keskimmäisessä kuvassa kuorma on 25 W ja huippuvirta noin 4,6 A. Oikealla kuorma on 10 W ja virran huippuarvo on nyt noin 2,9 A.

5.3 TULOJÄNNITTEEN MUUTOSTEN SIMULOINTI

Simuloidaan flyback-hakkurin tulojännitteen muutoksia nimellistoimintapisteessä $U_{in} = 54 \text{ V}$ ja $P_o = 50 \text{ W}$ jatkuvalla ja epäjatkuvalle käämivirralla. Kuorma ja kuormavirta pidetään vakioina. Tulojännite lasketaan hetkellä 0,02 s 35 V:in ja nostetaan hetkellä 0,04 s takaisin 54 V:in. Hetkellä 0,06 s jännite nousee 75 V:in ja hetkellä 0,08 s se lasketaan takaisin nimellisarvoonsa 54 V. Kokonaissimulointiaika on 0,1 s.

5.3.1 Tulojännitteen muutosten simulointi jatkuvalla käämivirralla

Kuvassa 27 nähdään edellä esitettyjen tulojännitteen muutosten vaikutus jatkuvakäämivirtaisen flyback-hakkurin lähtöjännitteeseen. Kuvassa on esitetty ainoastaan muutoskohdat.



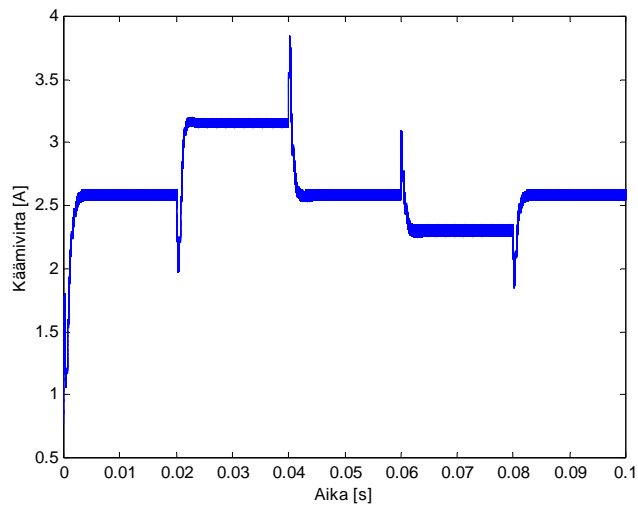
Kuva 27. Tulojännitteen muutosten vaikutus jatkuvakäämivirtaisen flyback-hakkurin lähtöjännitteeseen. Kuvassa on esitetty ainoastaan muutoskohdat. Hetkellä 0,02 s tulojännite putoa 54 V:sta 35 V:in, hetkellä 0,04 s jännite nostetaan takaisin 54 V:in, hetkellä 0,06 s jännite nousee 75 V:in ja hetkellä 0,08 s se lasketaan takaisin 54 V:in.

Kuvasta havaitaan hetkellä 0,02 s tapahtuvan tulojännitteen laskun 54 V:ista 35 V:in aiheuttavan lähtöjännitteeseen $-4,6$ V:in jännitepiikin alaspäin. Jännitteen asettumisaika on noin 3 ms. Kun jännite nostetaan takaisin 54 V:in hetkellä 0,04 s, aiheutuu lähtöjännitteeseen 4,9 V jännitepiikki, jonka asettumisaika on noin 3 - 4 ms. Tulojännitteen nousu 75 V:in hetkellä 0,06 s aiheuttaa lähtöjännitteeseen 3,1 V jännitepiikin, jonka asettumisaika on noin 3 ms. Tulojännitteen laskiessa takaisin nimellisarvoonsa 54 V lähtöjännitteen piikki suuntautuu alaspäin ja sen suuruus on $-3,1$ V. Asettumisaika on noin 3 - 4 ms.

Simuloinnista voidaan päätellä, että tulojännitteen muutokset aiheuttavat jatkuvakäämivirtaisen flyback-hakkurin lähtöjännitteeseen piikkejä, jotka menevät yli sallitun $\pm 2,4$ V. Ongelma on sama kuin kuorman muutosten yhteydessä. Tässä on kuitenkin huomattava, että simuloitujen tulojännitteen muutokset ovat ääritapauksia, joita ei normaalissa käytössä tapahdu. Yleensä tulojännitteen muutokset aiheutuvat

esimerkiksi verkon häiriöistä. Asettumisajat pysyvät vastaavina kuin kuorman muutosten yhteydessä.

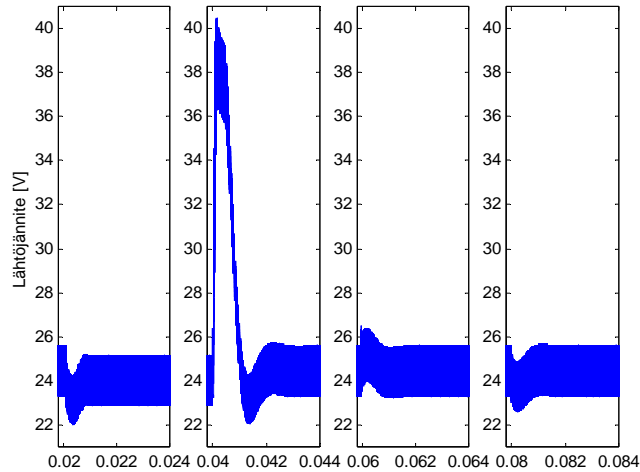
Kuvassa 28 on esitetty tulojännitteen muutosten vaikutus jatkuvalla käämivirralla toimivan flyback-hakkurin käämivirtaan. Nimellistoimintapisteessään virta on 2,57 A, mikä nähtiin jo kuorman muutosten yhteydessä. Tulojännitteen pudotessa 35 V:in virta nousee noin 3,15 A:in. Tulojännitteellä 75 V virta on noin 2,3 A.



Kuva 28. Flyback-hakkurin käämivirta jatkuvassa toimintamoodissa tulojännitteen muuttuessa. Tulojännitteellä 54 V virta on nimellisarvossaan 2,57 A. Tulojännitteen pudotessa 35 V:in virta nousee 3,15 A:in. Tulojännitteellä 75 V virta on noin 3,2 A.

5.3.2 Tulojännitteen muutosten simulointi epäjatkevalla käämivirralla

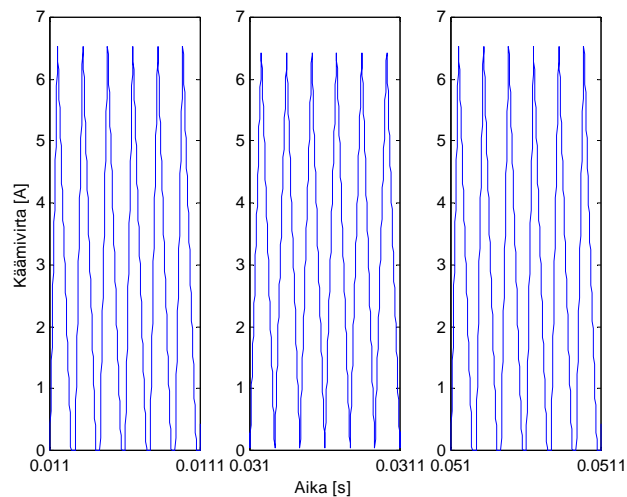
Kuvassa 29 esitetään tulojännitteen muutosten vaikutus epäjatkevalla käämivirralla toimivan flyback-hakkurin lähtöjännitteeseen. Kuvassa on esitetty jännite ainoastaan muutoskohtien 0,02 s, 0,04 s, 0,06 s ja 0,08 s ympäristössä.



Kuva 29. Tulojännitteen muutosten vaikutus epäjatkevakkäämivirtaisen flyback-hakkurin lähtöjännitteeseen. Jännite on esitetty ainoastaan muutoskohtien ympäristössä. Hetkellä 0,02 s tulojännite putoaa 54 V:sta 35 V:in ja nousee hetkellä 0,04 s takaisin 54 V:in. Hetkellä 0,06 s jännite nousee 75 V:in ja lasketaan hetkellä 0,08 s takaisin 54 V:in.

Kuvasta nähdään, että hetkellä 0,02 s tapahtuva tulojännitteen lasku 54 V:sta 35 V:in aiheuttaa lähtöjännitteeseen $-1,3$ V:in jännitepiikin alaspäin. Jännitteen asettumisaika on noin 1 ms, mutta jännite jää hieman alle asetusarvon 24 V. Jännitteen noustessa takaisin 54 V:in hetkellä 0,04 s, lähtöjännitteeseen aiheutuu jopa 14,1 V:in jännitepiikki, jonka asettumisaika on noin 3 ms. Tulojännitteen nousu 75 V:in hetkellä 0,06 s aiheuttaa lähtöjännitteeseen 0,7 V jännitepiikin, jonka asettumisaika on 1 - 2 ms. Kun tulojännite laskee takaisin nimellisarvoonsa 54 V hetkellä 0,08 s, suuntautuu lähtöjännitteen piikki alaspäin ja sen suuruus on $-0,7$ V sekä asettumisaika alle 2 ms.

Simuloinnin perusteella nähdään, että epäjatkevalla käämivirralla vasteet ovat nopeammat kuin jatkuvalla käämivirralla ja jännitepiikit ovat myös huomattavasti pienemmät. Poikkeuksen tekee tulojännitteen muutos 35 V:sta takaisin nimellistöjännitteeseen 54 V. Syy tähän nähdään tarkastelemalla kuvan 30 käämivirtoja.



Kuva 30. Tulojännitteen muutosten vaikutus flyback-hakkurin käämivirtaan epäjatkevassa toimintamoodissa. Kuva on esitetty havainnollisuuden vuoksi osissa. Vasemmalla nähdään virta tulojännitteellä 54 V, keskimmaisessä kuvassa jännite on 35 V ja oikealla on 75 V.

Kuvassa 30 vasemmalla nähdään käämivirta tulojännitteellä 54 V, keskellä tulojännitteellä 35 V ja oikealla jännitteellä 75 V. Virran huippuarvo on kaikilla tulojännitteen arvoilla noin 6,5 A. 35 V:n tulojännitteellä havaitaan kuitenkin, että virta ei ole enää epäjatkovaa. Syynä tähän on hakkurin lievä alimitoitus. Hakkurin joutuessa jatkuvaan tilaan virran väre on hyvin suuri keskiarvoon verrattuna ja käytetty mallinnusmenetelmä ei enää ole käyttökelpoinen. Tulojännitteellä 35 V järjestelmä ei ole enää stabiili ja tässä tilassa tehtävä muutos saa aikaan hyvin suuren jännitepiikin. Pienin tulojännite, jonka hakkuri kestää pysyen vielä epäjatkevassa tilassa, on 37 V.

6 MITTAUKSET

Luvussa 4 jatkuvalla ja epäjatkuvalla käämivirralla mitoitetuista ja säädetyistä flyback-hakkureista rakennettiin laboratoriotyypit, jotta nähtäisiin kuinka edellä tehdyt simuloinnit vastaavat käytännön toteutusta. Prototyypin kytkentäkaavio on esitetty liitteessä 1.

Mittauksissa käytettiin Delta Elektronika SM 300-10 D jännitelähdettä, joka on toteutettu forward-hakkurilla. Pulssinleveysmodulaattorin kanttiaalto ja jännitelähteen ohjaus tehtiin Sony Tektronix AWG2021 signaaligeneraattorilla. Säätäjän apusähkö saatiin Hewlett Packardin E3631A DC-teholähteestä ja oskilloskooppina oli Agilent 54622 D. Kuorman muutokset toteutettiin kytkemällä lisävastus FETin avulla alkuperäisen rinnalle.

Mittaukset tehtiin sekä jatkuvalla että epäjatkuvalla käämivirralla. Mittauksissa tarkasteltiin kuorman ja tulojännitteen muutosten vaikutusta hakkurin lähtöjännitteeseen. Mittauksia ei voitu tehdä aivan simuloiteja vastaavasti muun muassa hakkurin suurista häviöistä johtuen.

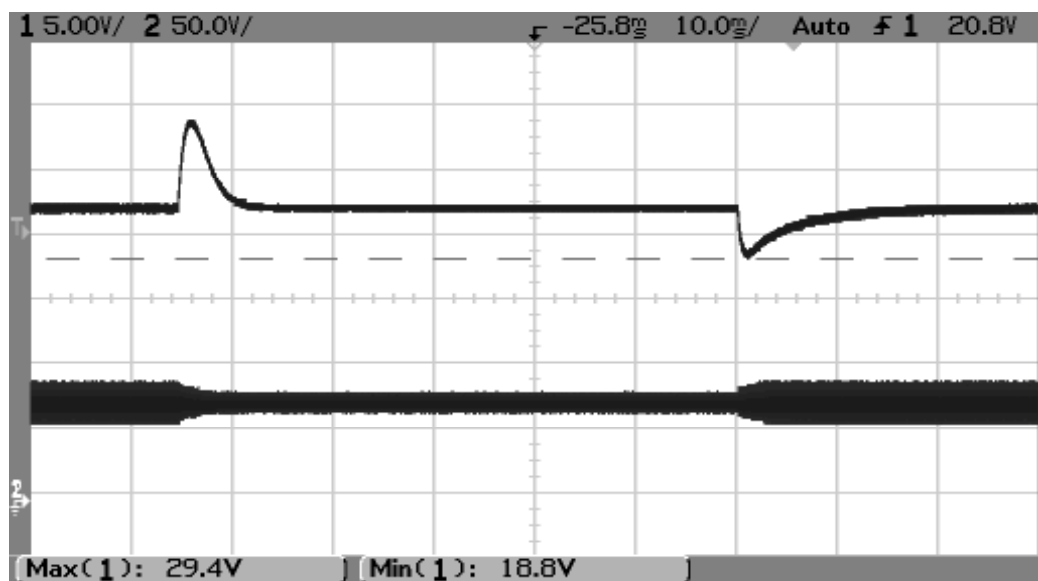
Jatkuvalla käämivirralla häviöt osoittautuivat jopa niin merkitseviksi, ettei kuormanmuutosmittauksia voitu tehdä nimellistulojännitteellä 54 V vaan jouduttiin käyttämään maksimijännitettä 75 V. Tulojännitteen muutoksia mitattaessa taas kuorma oli pidettävä 44 Ω :ssa.

Epäjatkuvalla käämivirralla jouduttiin käyttämään suunnittelusta poiketen muuntajana ETD-29 sydäntä ja ferriittimateriaalia 3F3, koska alunperin suunnitellun ferriitin resonanssitaajuus osui liian lähelle hakkurin kytkentätaajuutta. Myös käytetty jännitelähde aiheutti tulojännitteeseen niin paljon väreitä, että se heijastui häiritsevästi lähtöjännitteeseen. Epäjatkuvalla käämivirralla jouduttiin vaihtamaan myös kytkin ja diodi. Uusiksi komponenteiksi valittiin kytkin BUK 555-200B ja diodi MUR 80020. Lisäksi kytkimen yli oleva jännite nousi liian suureksi, mitä korjattiin laittamalla kytkimen ja ensiökäämin rinnalle 47 nF ja 4,7 nF suuruiset kondensaattorit.

6.1 KUORMAN MUUTOSTEN MITTAAMINEN

6.1.1 Kuorman muutosten mittaaminen jatkuvalla käämivirralla

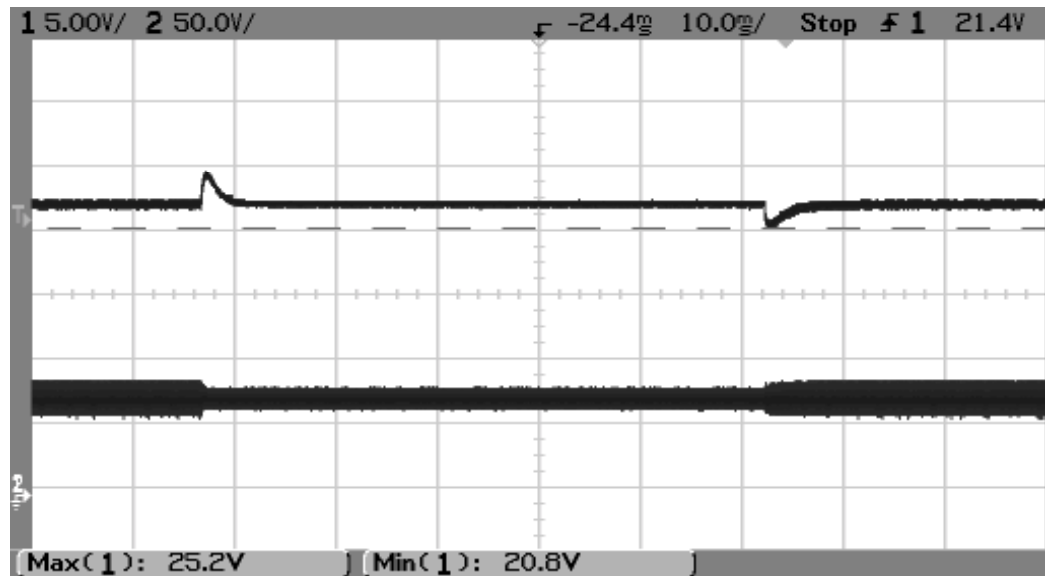
Jatkuvalla käämivirralla mitattiin kuorman muutosten vaikutusta lähtöjännitteeseen muuttamalla kuormaa $19\ \Omega$:sta $44\ \Omega$:in ja takaisin. KytKentätaajuus oli 120 kHz, tulojännite 75 V ja -virta noin 0,54 A. Hyötysuhteeksi $19\ \Omega$:n kuormalla saatiin noin 66 %. Kuvassa 31 on esitetty ylempänä lähtö- ja alempana tulojännitteen kuvaajat.



Kuva 31. Kuorman muutosten mittaus jatkuvalla käämivirralla. Kuorma pudotetaan $19\ \Omega$:sta $44\ \Omega$:in ja nostetaan takaisin $19\ \Omega$:in. Tulojännite on 75 V. Ylempi käyrä on lähtöjännite ja alempi tulojännite.

Lähtöjännitteen keskiarvo on 22,6 V. Keskiarvo ei ole täsmälleen sama kuin haluttu 24 V. Syynä tähän on se, että täsmällisesti oikeita vastuksia ei ollut saatavissa jännitejakoa tehtäessä. Kuvasta 31 nähdään, että kuorman pudotus $19\ \Omega$:sta $44\ \Omega$:in aiheuttaa lähtöjännitteeseen 6,8 V:in jännitepiikin, jonka asettumisaika on noin 6 – 7 ms. Kun kuorma nostetaan takaisin $19\ \Omega$:n, alaspäin suuntautuva jännitepiikki on – 3,8 V ja asettumisaika jopa 15 – 16 ms. Hakkurin tulojännitteessä havaitaan väre. Tämä johtuu siitä, että myös syöttävä jännitelähde on hakkuri.

Hakkurin toimintaa tarkasteltiin myös pudottamalla kytkentätaajuus 100 kHz:in, minkä jälkeen tulo- ja lähtöjännitteille saatiin edellä esitetyillä kuorman muutoksilla kuvan 32 mukaiset käyrämuodot.



Kuva 32. Kuorman muutosten vaikutus lähtöjännitteeseen jatkuvalla käämivirralla taajuudella 100 000 Hz. Kuorma pudotetaan 19 Ω :sta 44 Ω :in ja nostetaan takaisin 19 Ω :in. Tulojännite on 75 V.

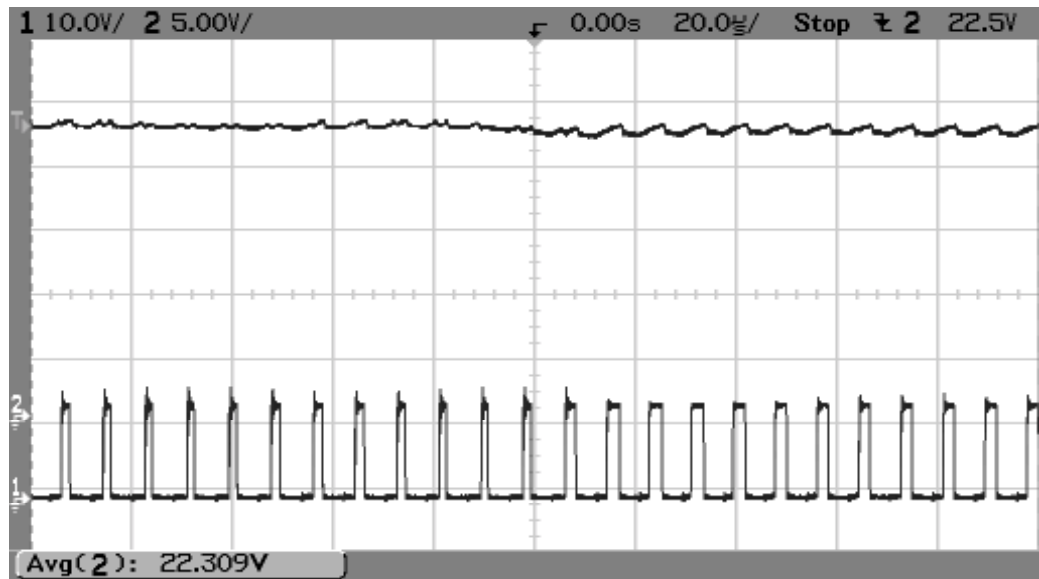
Taajuudella 100 kHz kuorman muutos 19 Ω :sta 44 Ω :in aiheuttaa lähtöjännitteeseen 2,6 V:n jännitepiikin, jonka asettumisaika on noin 5 ms. Kuorman muuttuessa takaisin 19 Ω :n, jännitepiikki on -1,8 V ja asettumisaika noin 5 ms.

Taajuuden laskeminen pienentää lähtöjännitteen piikkejä ja asettumisaikoja. Kuorman nostamisesta aiheutuvan lähtöjännitepiikin asettumisaika lyhenee jopa 10 ms. Tämä johtuu siitä, että kytkentätaajuuden pienentyessä hakkuri ehtii ottaa enemmän virtaa ja tuloteho kasvaa.

6.1.2 Kuorman muutosten mittaaminen epäjatkevalla käämivirralla

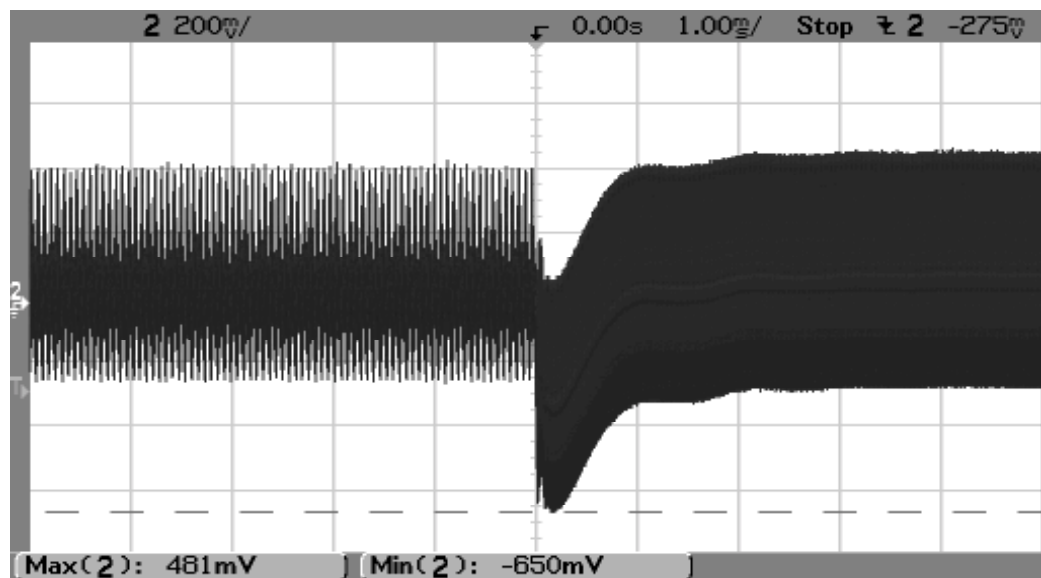
Epäjatkevalla käämivirralla kuormanmuutosmittaukset suoritettiin kytkentätaajuudella 120 kHz tulojännitteen ollessa 44 V ja -virran 11 Ω :n kuormalla 1,24 A. Hyötysuhteeksi saadaan nyt 83 %. Tämä toimintapiste havaittiin käytetyn flyback-hakkurin optimitoimintatilaksi. Tulojännitteeksi valittiin 44 V, koska suuremmalla tulojännitteellä muuntaja alkoi kyllästyä. Syynä tähän oli mahdollisesti muuntajan vähäinen käämikierrosmäärä, mikä johti muuntajan kyllästymiseen.

Kuormaa muutettiin 22 Ω :sta 11 Ω :n ja takaisin. Kuvassa 33 nähdään flyback-hakkurin lähtöjännite ja pulssisuhde kuorman muuttuessa 22 Ω :sta 11 Ω :n.



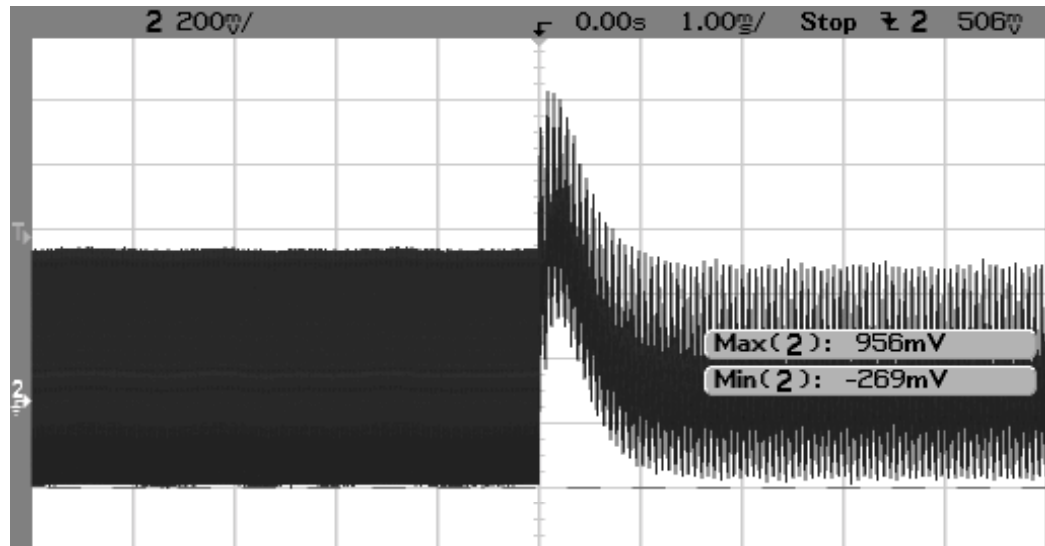
Kuva 33. Kuorman muutoksen vaikutus lähtöjännitteeseen epäjatkevalla käämivirralla. Kuorma muuttuu 22 Ω :sta 11 Ω :in tulojännitteen ollessa 44 V. Ylempi käyrä kuvaa lähtöjännitettä ja alhaalla nähdään hakkurin pulssisuhde.

Kuvasta 33 nähdään, että kuorman muutos ei tässä mittakaavassa vaikuta keskiarvoltaan 22,3 V suuruiseen lähtöjännitteeseen kovinkaan merkittävästi. Pulssisuhteen havaitaan kasvavan kuorman muuttuessa. Kuvasta 34 nähdään kuorman muutos lähemmin.



Kuva 34. Kuorman kasvamisen vaikutus lähtöjännitteeseen epäjatkevalla käämivirralla. Kuorma muuttuu 22 Ω :sta 11 Ω :n tulojännitteen ollessa 44 V.

Kuvasta 34 havaitaan, että kuorman muutos $22\ \Omega$:sta $11\ \Omega$:in aiheuttaa lähtöjännitteeseen noin $-0,3\ \text{V}$:in jännitepiikin. Lähtöjännite asettuu noin $1 - 2\ \text{ms}$:ssa. Kuvassa 35 nähdään lähtöjännite kuorman muuttuessa takaisin $11\ \Omega$:sta $22\ \Omega$:in.



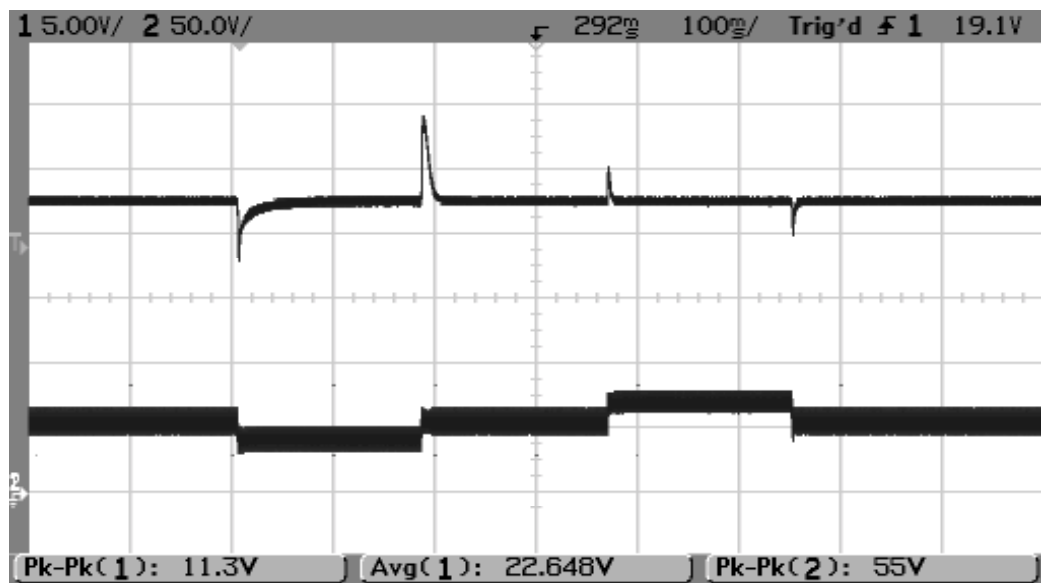
Kuva 35. Kuorman laskun vaikutus lähtöjännitteeseen epäjatkuvalle käämivirralla. Kuorma muuttuu $11\ \Omega$:sta $22\ \Omega$:n tulojännitteen ollessa $44\ \text{V}$.

Kuvasta havaitaan, että lähtöjännitteeseen aiheutuu kuorman muutoksen johdosta noin $0,6\ \text{V}$:in jännitepiikki, joka asettuu noin $1,5\ \text{ms}$:ssa.

6.2 TULOJÄNNITTEEN MUUTOSTEN MITTAAMINEN

6.2.1 Tulojännitteen muutosten mittaaminen jatkuvalla käämivirralla

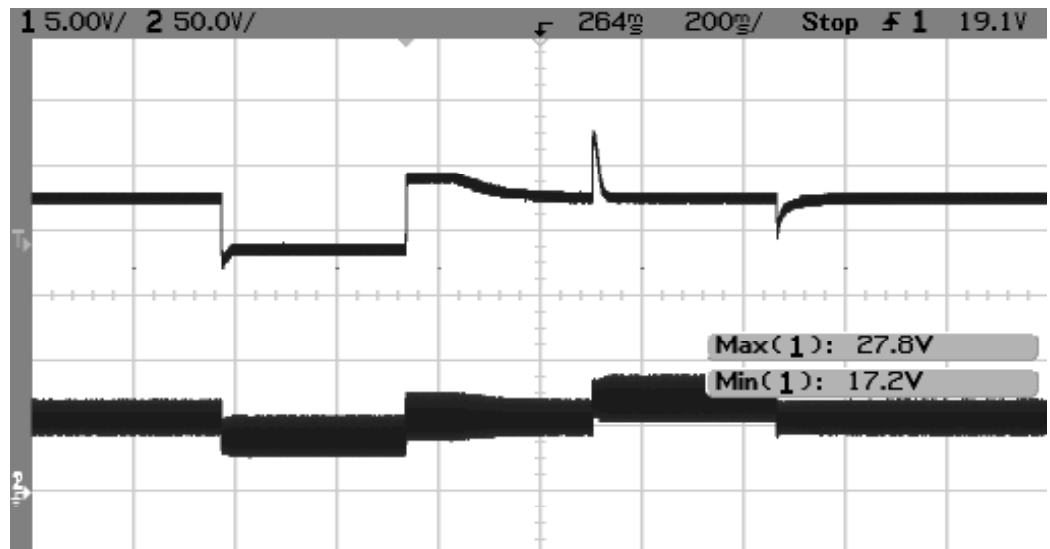
Mitataan lähtöjännitteen vastetta tulojännitteen muutoksiin jatkuvalla käämivirralla muuttamalla tulojännitettä aluksi 54 V:sta 40 V:in ja takaisin 54 V sekä tästä edelleen 70 V:in ja takaisin 54 V:in. Kuvassa 36 nähdään ylempänä lähtöjännite ja alempana tulojännite.



Kuva 36. Tulojännitteen muutosten vaikutus lähtöjännitteeseen jatkuvalla käämivirralla. Ylempänä on esitetty lähtöjännite ja alempana tulojännite. Tulojännite lasketaan aluksi 54 V:sta 40 V:in ja takaisin 54 V:in. Nostetaan jännite edelleen 70 V:in ja lasketaan takaisin 54 V:in.

Tulojännitteen lasku 54 V:sta 40 V:in aiheuttaa lähtöjännitteeseen - 4,6 V:n jännitepiikin, jonka asettumisaika on lähes 50 ms. Jännitteen noustessa takaisin 54 V:in lähtöjännitteen piikki on 6,6 V ja asettumisaika noin 20 ms. Tulojännitteen nostaminen 70 V:in aiheuttaa lähtöjännitteeseen 2,7 V:in piikin, jonka asettumisaika on noin 10 ms. Kun jännite lasketaan takaisin 54 V:in lähtöjännitteen piikki on - 2,6 V ja asettumisaika noin 10 ms.

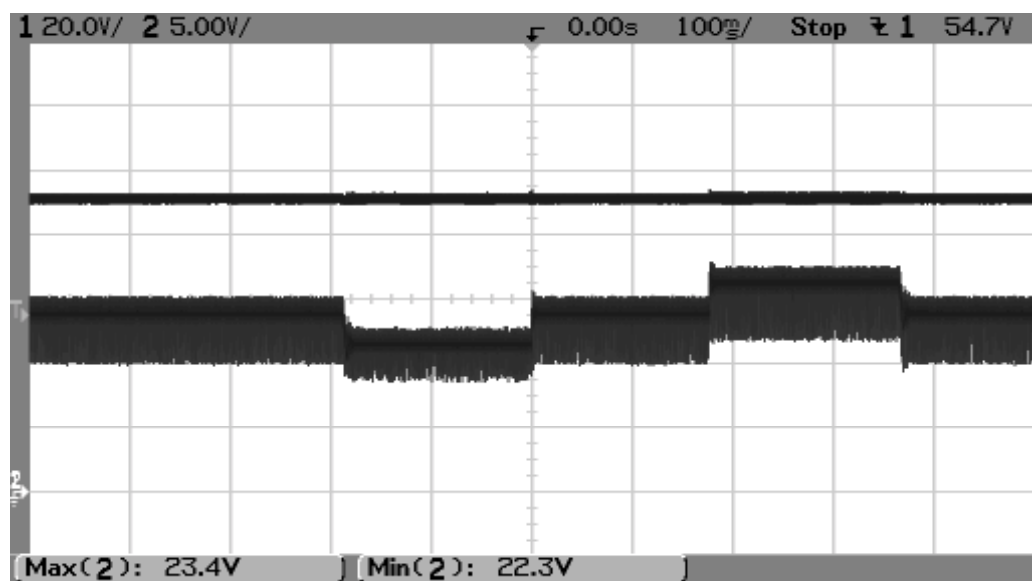
Seuraava kuva 37 havainnollistaa hakkurin toimintaa lähempänä mitoitettua maksimitehoa. Kuorma on nyt 22Ω . Vaikka ei olla vielä edes nimelliskuormassa $11,52 \Omega$, hakkurin lähtöjännite putoaa alle 20 V :in tulojännitteen ollessa 40 V . Tämä johtuu siitä, että häviöiden vuoksi tulojännitteen pudotessa kuormalle ei saada enää riittävästi tehoa.



Kuva 37. Tulojännitteen muutosten vaikutus lähtöjännitteeseen jatkuvalla käämvirralla kuorman ollessa 22Ω . Tulojännite muuttuu aluksi 54 V :sta 40 V :in ja takaisin 54 V :in sekä edelleen 70 V :in ja takaisin 54 V :in.

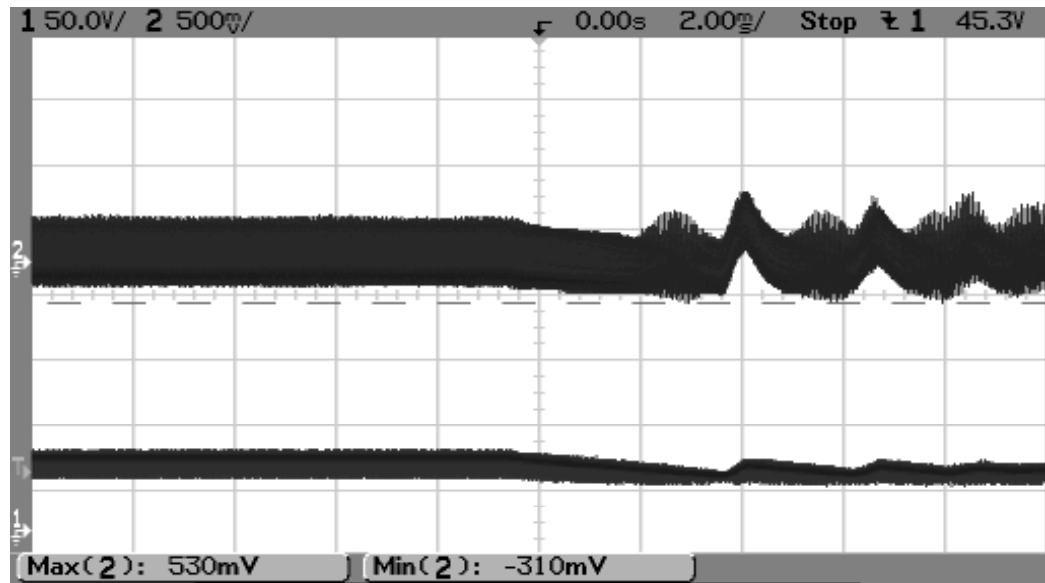
6.2.2 Tulojännitteen muutosten mittaaminen epäjatkuvalle käämivirralla

Epäjatkuvalle käämivirralla tulojännitteenmuutosmittaukset tehtiin kuormalla 11Ω . Tulojännitettä muutettiin aluksi 55 V:sta 46 V:in ja takaisin 55 V:in. Sitten jännite nostettiin 65 V:n ja laskettiin taas takaisin 55 V:in. Kuvassa 38 nähdään ylempänä lähtöjännitteen ja alempana tulojännitteen kuvaajat. Lähtöjännitteessä ei nähdä suuria poikkeamia keskiarvosta. Tulojännitteessä havaitaan edellä esitetyt muutokset sekä erittäin suuri väre.



Kuva 38. Tulojännitteen muutosten vaikutus lähtöjännitteeseen epäjatkuvalle käämivirralla. Ylempänä on esitetty lähtöjännite ja alempana tulojännite. Tulojännite lasketaan aluksi 55 V:sta 46 V:in ja takaisin 55 V:in. Nostetaan jännite edelleen 65 V:in ja lasketaan takaisin 55 V:in.

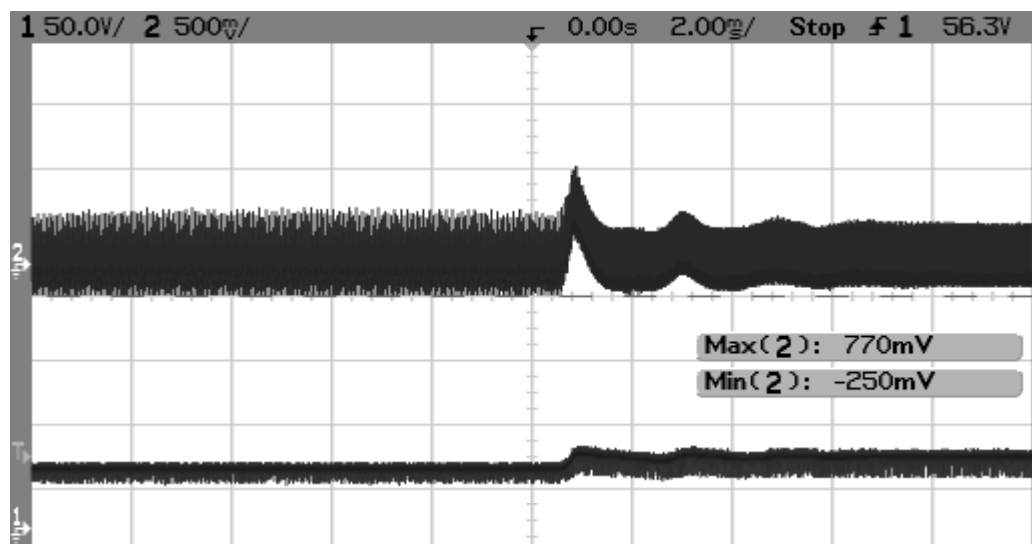
Tarkastellaan jännitekuvaajia paloissa. Aluksi kuvassa 39 nähdään tulojännitteen muutos 55 V:sta 46 V:in.



Kuva 39. Tulojännitteen muutos 55 V:sta 46 V:in epäjatkuvalla käänvirralla kuorman ollessa 11 Ω . Ylempänä nähdään lähtöjännite ja alempana tulojännite.

Kuvasta nähdään, että tulojännitteen muutos on hyvin hidas. Tämä yhdessä tulojännitteen aaltoilun kanssa aiheuttaa sen, ettei myöskään lähtöjännite pääse asettumaan nopeasti. Lähtöjännitteeseen ei aiheudu suurta yksittäistä jännitepiikkiä, mutta asettumisaika pysyy pitkänä.

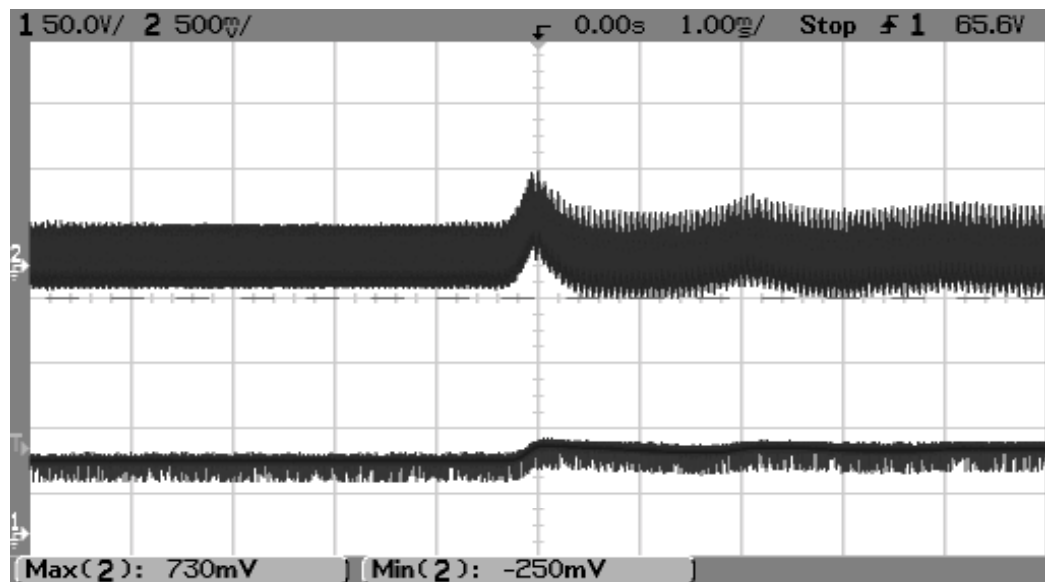
Seuraavassa kuvassa 40 nähdään tulojännitteen muutos 46 V:sta takaisin 55 V:in.



Kuva 40. Tulojännitteen muutos 46 V:sta 55 V:in epäjatkuvalla käänvirralla kuorman ollessa 11 Ω . Ylempänä nähdään lähtöjännite ja alempana tulojännite.

Tulojännitteen muutoksen ollessa positiivinen, kuten kuvassa 40, on muutos nopeampi. Nyt lähtöjännitteessä nähdään noin 0,5 V:in jännitepiikki sekä muutama pienempi piikki tämän jälkeen. Nämä pienemmät jännitepiikit johtuvat tulojännitteestä, joka ei asetu heti uuteen toimintapisteeseensä. Lähtöjännitteen ensimmäinen jännitepiikki asettuu alle 1 ms:ssa, lopullinen asettumisaika on noin 6 ms.

Kuvassa 41 tulojännite muuttuu 55 V:sta 65 V:in. Muutoksen nähdään olevan melko nopea, joskin pientä epätasaisuutta on havaittavissa. Tämä vaikuttaa luonnollisesti myös lähtöjännitteeseen. Lähtöjännitteeseen aiheutuu tulojännitteen muutoksesta noin 0,4 V:n piikki, joka asettuu noin 0,5 ms:ssa. Tämän jälkeen tapahtuvat pienemmät lähtöjännitteen epätasaisuudet heijastuvat tulojännitteestä.



Kuva 41. Tulojännitteen muutos 55 V:sta 65 V:in epäjatkuvalla käänvirralla kuorman ollessa 11 Ω . Ylempänä nähdään lähtöjännite ja alempana tulojännite.

Seuraavassa kuvassa 42 nähdään tulojännitteen muutos 65 V:sta takaisin 55 V:in.



Kuva 42. Tulojännitteen muutos 65 V:sta 55 V:in epäjatkuvalle käännavirralla kuorman ollessa 11Ω . Ylempänä nähdään lähtöjännite ja alempana tulojännite.

Kuvasta nähdään, että tulojännitteen muutos on taas erittäin hidaskäännavirralla. Lähtöjännite pysyy muutoksessa mukana hyvin. Lähtöjännitteeseen aiheutuu piikkejä, kun tulojännite alkaa säätymään kohdalleen. Lähtöjännitteessä havaittavat piikit eivät ole suurempia kuin alkuperäisen jännitteen värähtelyt. Lopullisen asettumisaika lähtöjännitteellä on noin 10 ms.

6.3 MITTAUSTULOSTEN ANALYSOINTI

Mittaustuloksista on havaittavissa samat asiat mitä nähtiin simuloinneissa. Jatkuvalle käämivirralla sekä kuorman että tulojännitteen muutokset aiheuttavat lähtöjännitteeseen noin 2,5 – 6,5 V:in suuruisia jännitepiikkejä. Lähtöjännitteen asettumisajat ovat kuorman muutoksissa pienimmillään 6 – 7 ms ja tulojännitteen muutoksissa jopa 50 ms.

Epäjatkuvalla käämivirralla lähtöjännitteeseen aiheutuu suurimmillaan vain 0,6 V:n piikki, joka on huomattavasti pienempi kuin jatkuvalla käämivirralla. Asettumisajat kuorman muutoksissa ovat 1 – 2 ms, jotka myös ovat merkittävästi lyhyemmät kuin jatkuvalla käämivirralla. Tulojännitteen muutoksista aiheutuvaa jännitteen muutosta on hieman hankala tulkita tulojännitelähteen asettumisen hitaudesta johtuen. Flyback-hakkurin säätäjä säätää lähtöjännitteen asetusarvoonsa noin 1 – 2 ms:ssa, mutta jännitelähteessä tapahtuva jännitteen heilunta näkyy myös hakkurin lähtöjännitteessä.

Mittauksissa havaittiin ongelmalliseksi käytetyn jännitelähteen toiminta. Koska lähde oli toteutettu hakkurina, siinä esiintyi suurta värettä, joka heijastui myös flyback-hakkurin lähtöjännitteeseen. Erityisesti epäjatkuvalla käämivirralla, kun ensiöön otettiin piikkivirtaa, tulojännitteen väre kasvoi suurimmillaan jopa yli 20 V:in huipusta huippuun.

Hankaluuksia mittauksissa aiheuttivat myös flyback-hakkurin suuret häviöt. Erityisesti jatkuvalla käämivirralla käämien sarjaresistanssit olivat hyvin suuret. Mitoituksessa oli käytetty magnetointikäänin sarjaresistanssille arvoa 0,3 Ω . Todellisuudessa sekä ensiö- että toisiokäämien sarjaresistanssit olivat noin 3 Ω . Näiden häviöiden pienentämiseksi olisi pitänyt valita toinen ferriittimateriaali, johon olisi riittänyt vähempi käämikierrosmäärä.

7 JOHTOPÄÄTÖKSET

Simulointien ja mittausten perusteella havaittiin, että epäjatkuvalle käämivirralla flyback-hakkuri saatiin selvästi toimimaan paremmin kuin jatkuvalle käämivirralla. Muutostiloissa lähtöjännitteen piikit olivat huomattavasti pienemmät ja asettumisajat lyhyemmät. Syynä tähän on flyback-hakkurin oikean puolitason nolla, joka jatkuvalle käämivirralla rajoittaa hakkurin kaistanleveyden hyvin pieneksi. Epäjatkuvalle käämivirralla käytetyllä sovelluksella kaistanleveys on mahdollista saada lähes satakertaiseksi jatkuvaan käämivirtaan verrattuna. Käytännössä jännitemuotoisella säädöllä toteutetut flyback-hakkurit toimivatkin aina epäjatkuvalle käämivirralla. Mikäli hakkurin halutaan toimivan jatkuvalle käämivirralla, voidaan käyttää jotain vaihtoehtoisia säätötappia, esimerkiksi huippuvirtasäätöä.

Simuloinneissa saadut tulokset olivat erittäin havainnollisia, koska mukana ei ollut epäideaalisia komponentteja tai keskenään huonosti yhteensopivia laitteita. Mittauksissa huomattiin ongelmaksi hakkurin suuret häviöt sekä käytetyn jännitelähteen hakkuriluonne. Erityisesti jatkuvalle käämivirralla muuntajan suuret käämikierrosmäärät sekä ensiossa että toisiossa lisäsivät tehohäviöitä. Tämä ongelma olisi voitu ratkaista valitsemalla toinen ferriittimateriaali, jolle olisi riittänyt pienempi käämikierrosmäärä. Omat ongelmansa mittauksiin aiheutti käytetty jännitelähde. Flyback-hakkurin tulojännitteessä esiintyi jatkuvasti suuri väre, joka näkyi myös lähtöjännitteessä. Lisäksi jännitelähteen säätö oli hidas, minkä vuoksi sillä ei saatu toteutettua nopeita muutoksia. Kun otetaan huomioon edellä esitetyt rajoitukset mittauksissa, niin tuloksista on havaittavissa samat asiat kuin simuloinneissa.

Hakkurin suunnitteluun ja säätöön tarkemmin perehdyttäessä on syytä ottaa tarkemmin huomioon hakkurin häviöt ja hyötysuhteen määrittäminen. Erityisen tärkeää on kiinnittää huomiota ferriitin termiseen mitoitukseen, koska ferriitin kyllästysvuontiheys on voimakkaasti lämpötilariippuvainen ja tämä luonnollisesti saattaa aiheuttaa ongelmia ferriitin lämmitessä. Jo mallinnusvaiheessa on mahdollista ottaa huomioon useampia häviöitä. Tässä mallinnukseen otettiin mukaan magnetointikäänin ja kondensaattorin sarjaresistanssit. Lisäksi mallinnuksessa voidaan ottaa huomioon esimerkiksi kytkimen resistanssi ja diodin jännitehäviö.

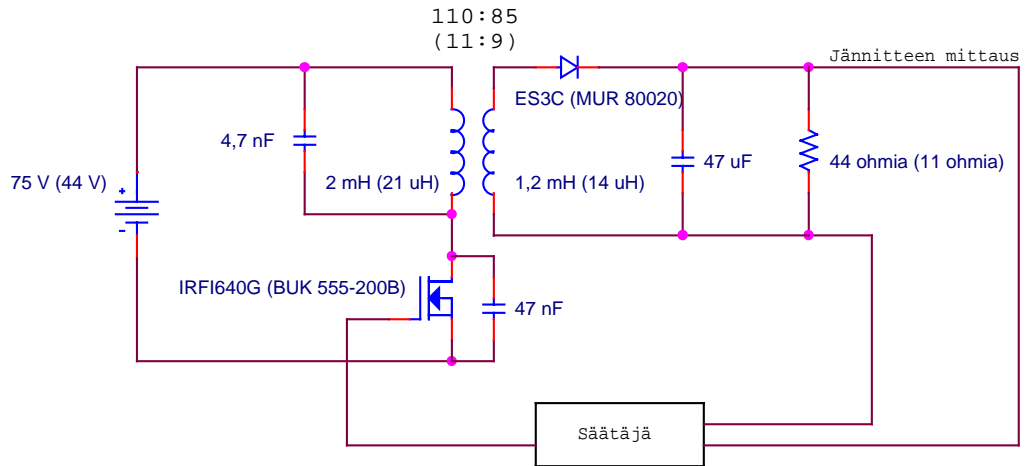
Säätösuunnittelu tehtiin taajuustasossa Bode-kuvaajia hyväksi käyttäen. Tässä jouduttiin käyttämään jonkin verran iterointia, jotta tulokset saatiin halutuiksi. Mikäli halutaan käyttää täsmällisempiä säätömenetelmiä, voidaan valita esimerkiksi optimisäätö, joka lisäksi ottaa kantaa alipäästösuotimen navan sijoitukseen. Tässä työssä suotimen napa sijoitettiin peukalosäännöllä 10 % kytkentätaajuudesta. Tämä suodatti kytkentätaajuuden harmonisia, mutta myös rajoitti jonkin verran kaistanleveyttä erityisesti epäjatkevalla käämivirralla.

LÄHDELUETTELO

1. S. M. Shinnars. Modern Control System Theory and Design. John Wiley & Sons, Inc. Toronto, 1992. ISBN 0-471-55008-6.
2. R. D. Middlebrook, S. Cuk. A General Unified Approach to Modelling Switching Converter Power Stages. 1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference Record.
3. Mohan, Underland, Robbins. Power Electronics: converters, applications, and design. 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc. Canada, 1995. ISBN 0-471-58408-8.
4. Teuvo Suntio. Analysis and Modeling of Switched-Mode Power Supplies: Basic Modeling Principles of Voltage-Mode-Control. Seminaarimateriaali. Teholähteen säätösuunnittelu-seminaari 22.03.2000, Helsinki.
5. Teuvo Suntio. Analysis and Modeling of Switched-Mode Power Supplies: Buck Converter in CICM and DICM under Voltage Mode Control. Seminaarimateriaali. Teholähteen säätösuunnittelu-seminaari, 22.03.2000, Helsinki.
6. R. Erickson. Fundamentals of Power Electronics. 1997. ISBN 0-412-08541-0.
7. Teuvo Suntio. Small Signal Modeling of Buck/Boost Converter under VMC in DICM. Version 1. Rev. 1.0.
8. M. J. Virtanen. Yleinen säätötekniikka. Gummerus. Jyväskylä, 1981. ISBN 951-737-093-8.
9. S. Skogestad. Multivariable Feedback Control: Analysis and Design. John Wiley & Sons Ltd. Chichester, England, 1998. ISBN 0-471-94277-4.
10. Puhelinkeskustelu 30.10.2000 Salcomp Oy:n Jarmo Minkkisen kanssa.

LIITE 1

Flyback-hakkurin laboratoriotyyppin kytkentäkaavio



Kuvassa esitetyt komponentit ja komponenttiarvot ovat jatkuvalla käämivirralla käytettyjä. Suluissa esitetyt arvot ja komponentit ovat epäjatkuvan käämivirran vastaavat.