

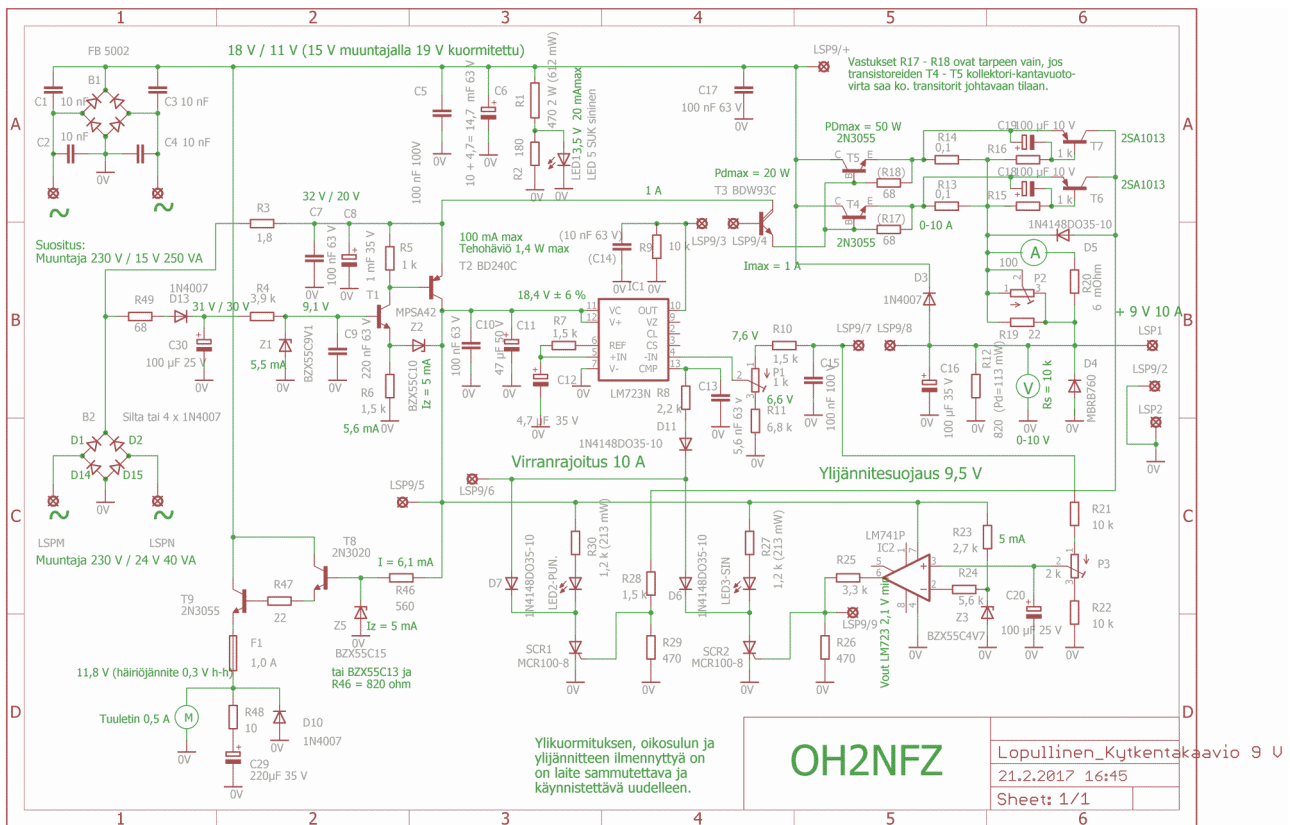
4 Jännitelähde 5V 6V ja 9V 10 A

Tämä laite on toteutettu kolmelle tavanomaiselle käyttöjännitteelle eli TTL-logiikalle ja tyypilliselle paristokäyttöisten laitteiden sähköntarpeelle. Mukana on myös virransyöttö tavanomaiselle tuulettimelle 12 V 0,5 A. Kytkenäkaaviosta voidaan valita ne osat, jotka kulloisessakin sovellutuksessa ovat tarpeen. Prototyyppi on rakennettu täydellisenä, eikä siinä ole havaittu parasiittivärähtelyitä millään jännitteellä eikä kuormituksella. Prototyypin piirikorttiin jouduttiin tekemään joitakin korjauksia, mutta uskoisin niiden toimivan. Piirikortin valotusmaskin suunnittelu on niin työläs projekti, että mielestäni kannattaa jättää tarpeeton alue kortista tyhjäksi kuin, että suunnittelee koko kortin uusiksi. Kyllä tässä maailmassa on vielä tilaa suuremmallekin piirikortille. No valinta on tietenkin rakentelijan.

Hyppylankojen kanssa on oltava tarkkana. Komponentit eivät ole kriittisiä. Mieluiten kannattaa käyttää audiotaajuisia transistoreja parasiittivärähtelyjen välttämiseksi. On vain huolehdittava riittävästä jännite- ja virrankestoisuudesta sekä jäähdytyksestä.

Piirikortin keskellä johdotus ja komponenttien sijoittelu on takkuista johtuen siitä, että tarvitaan kokonainen eurokortti eli 100 x 160 mm, mutta tuolloin käytössäni ollut Eagle-suunnitteluohjelman ilmaisversio salli vain puolet siitä. Valotusmaski on siten jouduttu kasaamaan kahdesta kalvosta.

Käytössäni ei ollut oikein sopivaa muuntajaa ja osin siksi jouduin käyttämään kahta muuntajaa. Toisaalta ei tarvittaisi kahta muuntajaa, jos virranvahvistuksessa käytettäisiin pnp- ja npn-transistorien yhdistelmää. Jostain syystä näin suunniteltu kytkentä mikropiirin LM723:n yhteydessä ei näillä matalilla jännitteillä suostunut toimimaan useista yrityksistä huolimatta, vaan ulostulo ajautui aina ylälaitaan ja säätöalueen ulkopuolelle. Tämä periaate toimi kuitenkin korkeammilla jännitteillä eli 24 V:lla ja siitä ylöspäin. Vasta emitteriseuraajaperiaatteella LM723 alkoi toimia välittömästi ja moitteettomasti. Tuolloin en huomannut kokeilla LM 723:n päätetransistorin avointa kollektoria, josko se olisi ollut ratkaisu asiaan.



Kuva 4.1 Kytentäkaavio 9 V:in säätimelle

Ohjauspiirissä tarvitaan jännitettä melkoisesti eli yhdeksän voltia ylimääräistä. Jännitebudjetti muodostuu seuraavasti: 9 V (maksimiulostulo) + 0,5 V (2N3055:n emitterivastus virta 5 A:lla) + 2,5 V (2N3055:n VBE 5 A:lla) + 2,0 V (darlingtontransistori BDW93C:n VBE 1 A:lla) + 3,0 V (LM723:n käyttöjännite - maksimiulostulojännite) + 1,0 V (transistorin BD240C:n kollektori - emitterijännite VEC, T2 ei saa mennä saturaatioon) = 18,0 V eli tarvitaan vähintään 9,0 V tähän tarkoitukseen. Lämmöksi muutettuna se olisi 10 A:lla 90 W!

Jos käytettäisiin vain yhtä muuntajaa, tulisi laitteesta melkoinen sähkölämmitin huomioiden vielä sen, että jännitteen pudotus 9 V:sta 5 V:iin tuo 10 A:lla taas 40 W lisää hukкатаhoa. Päätetransistorien yhteinen häviöteho 5 V:n ulostulolla on 100 W:n suuruusluokkaa, joten tuuletin on välttämätön. Tuulettimen virtapiiri tuottaa sekin lisää lämpöä.

Suotokondensaattorilla on oma sisäinen vastuksensa ESR ja sen on syytä olla alhainen.

Sisäisten häviöiden seurauksena kondensaattori lämpiää. Valmistaja antaa maksimivirran ja 10 mF:n kondensaattorissa se on esim. 10 A. Riippuen diodisillan virrankestosta saattaa käynnistysvastus olla tarpeen, jottei diodisilta kuormittuisi liikaa.

Karkeasti laskettuna jännitevaihtelu on tällaisessa kondensaattorissa 10 A:lla $\Delta U = \Delta Q / C = \Delta T \times I_o // C = 10 \text{ ms} \times 10 \text{ A} / 10 \text{ mF} = 10 \text{ V}$ (ΔU = jännitteen muutos jakson puolikkaan aikana, ΔQ = kondensaattorin varauksen muutos, C = kapasitanssi, $\Delta T = 50 \text{ Hz:n}$ jakson puolikkaan pituus = 10 ms, I_o = kuormitusvirta). Tämä kaava antaa mielestäni ihan riittävän laskentatarkkuuden.

Jos halutaan matemaattisesti tarkempaa mallia, laskenta mutkistuu huomattavasti ja tulos ei paljoa poikkea tuosta karkeasta tuloksesta. Lisäksi näillä komponenteilla ovat melkoiset toleranssit ja laskennan tulos on siis vain suuntaa-antava.

Käytettävissä olevalla muuntajalla kuormitettu jännite oli 14,6 VRMS, mikä merkitsee 20,6 V:n huippujännitettä. Tasasuuntaussilta vie 2,4 V, joten käytettävissä on 18,2 V huippuarvo. Jotta 2N3055 ei menisi saturaatioon, pitää sitä varten varata 2 V. Näin ollen pelivaraa aaltoilulle on $18,2 - 2 - 9 \text{ V} = 7,2 \text{ V}$. Kondensaattoriksi ei siis riitä 10 mF, vaan on valittava esim. $10 \text{ mF} + 4,7 \text{ mF}$, jolloin aaltoilu on luokkaa 6,8 V. Jännitteen alin kohta ei riitä syöttöjännitteeksi transistorin T3 kollektorille, joten se vaatii muita järjestelyjä. Vrt. edempää!

Tarkastellaan hiukan tasasuuntaussillan virrankestovaatumusta. Koska silta johtaa vain osan ajasta, virta kohoaa suotokondensaattorien varautumisen aikana reilusti yli keskikuormituksen. Sähköverkon ja tasasuuntaussillan ulostulon välille muodostuu sisäinen resistanssi muuntajan, johdotusten ja tasasuuntaussillan häviöiden yhteisvaikutuksesta. Jos suotokondensaattori on suuri, voidaan sen varautumisnopeutta joutua rajoittamaan, jotta sulakkeet eivät palaisi. Myös jokaisen vaiheen latautumisjakson virtaa voidaan joutua rajoittamaan sarjavastuksella. Generaattorin, sarjavastuksen ja kondensaattorin sekä sen navasta lähtevälle kuormitusvirralle saadaan differentiaaliyhtälö:

$e(t) = R_s (i(t) + IL) + \int i(t) dt/C$, missä $e(t) = \hat{u} \sin(\omega t)$, R_s = sarjavastus, IL = kuormitusvirta

(oletettu vakioiksi), $\hat{u}$ = sinikäyrän huippuarvo, $i(t)$ = kondensaattorin virta .

Differentiaaliyhtälön ratkaisu on:

$i(t) = K e^{-at} + b \sin(\omega t + \arctan(a/\omega)) / \sqrt{a^2 + \omega^2}$, missä $a = 1/(R_s C)$ ja $b = \hat{u}\omega/R_s$

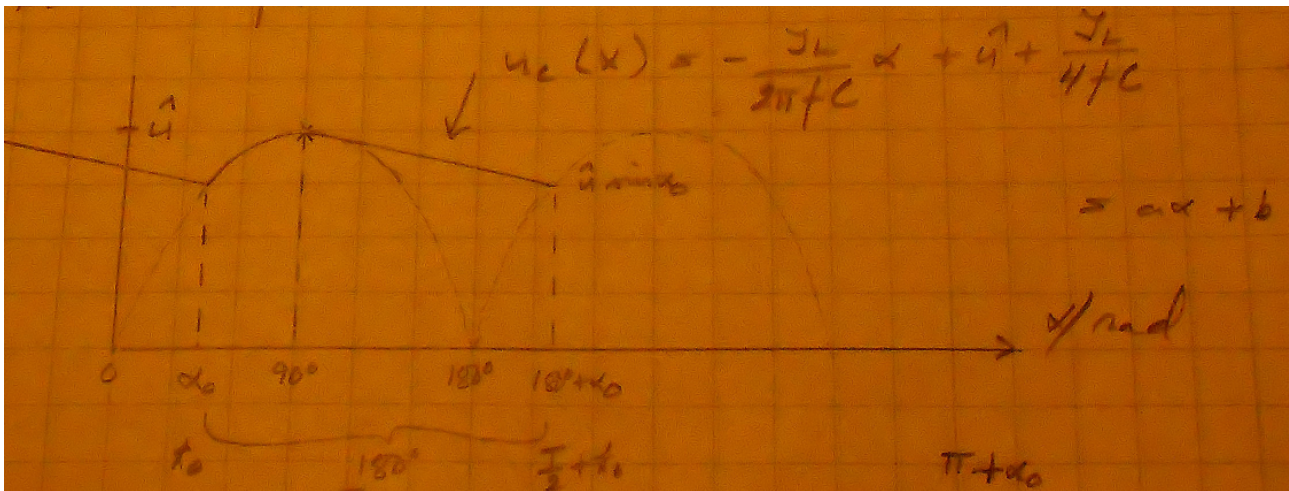
$$i(t) = K \times e^{-at} + \frac{b \times \sin(\omega t + \tan^{-1} \frac{a}{\omega})}{\sqrt{a^2 + \omega^2}} , \text{ missä } a = 1/R_s C \text{ ja } b = \omega \hat{u}/R_s$$

missä K on vakio.

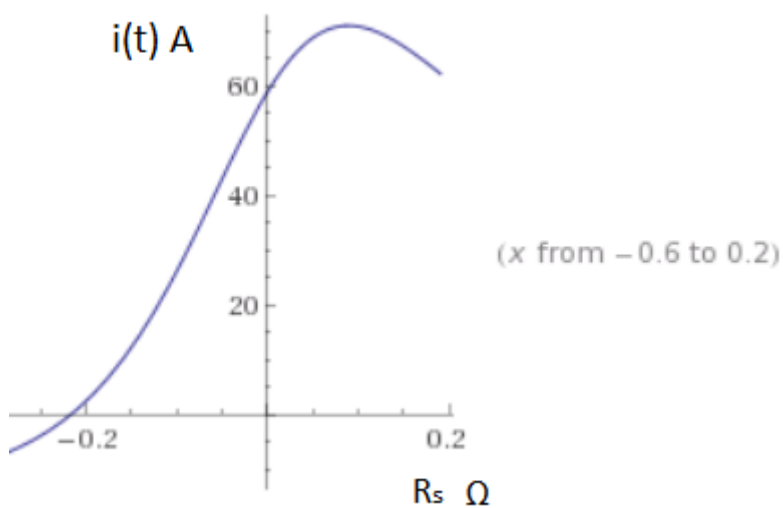
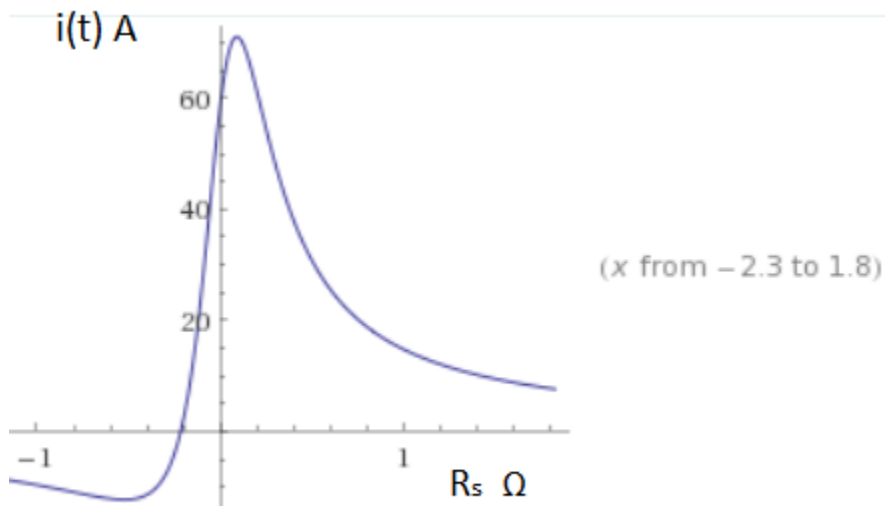
Aika kuluttaa pois ensimmäisen termin nopeasti. Kondensaattorin kuormitussuora on laskettu alkavaksi sinin huipusta $\omega t = 90^\circ = \pi/2$, jolloin sen ja sinikäyrän seuraava leikkauspiste on likimain:

$$u(\alpha + \pi) = -IL(\alpha + \pi)/(2\pi fC) + \hat{u} + IL/(4fC)$$

(vrt. kuva! Tarkan arvon yhtälön vakiotermille määrittäisi kuormitussuoran kohta, joka sivuaa sinikäyriä. Tuossa pisteessä kuormitussuora eroaa sinikäyrästä ja kondensaattorin varaus alkaa purkautua, mutta laskuissa virhe jää tosi pieneksi.) Tämä laskelma koskee siis tilannetta, jolloin piirin tila on jo vakiintunut laitteen käynnistämisen jälkeen. Tällöin kondensaattorin ensi varautuminen johtaa vielä paljon suurempaan virtaan. Valmistaja antaa tilapäisen syöksyvirran suuruuden ja keston. Tämä virtapiikki ei siis saa toistua esim. verkkovirran sykkeen mukaisesti..



Kuva 4.2 Kondensaattorien jännite ajan funktiona



Kuva 4.3 Virta pisteessä, jossa kondensaattori alkaa varautua eri resistanssin arvoilla.

(Huom. piirroksissa on matemaattisen funktion kuvaaja. R_s ei voi todellisuudessa olla negatiivinen.)

Kuormitusosuus kohtaa nousevan sinikäyrän nollakohdasta laskettuna 10 A:in kuormalla

ja 14,7 mF:in suotokondensaattorilla kulmalla $\alpha = \omega t \approx 45^\circ = 0,783 \text{ rad}$. Tällöin käyrästä

voidaan lukea, että sillan virta nousee suurimmillaan $70 \text{ A} + 10 \text{ A} = 80 \text{ A}$:iin hetkellisesti,

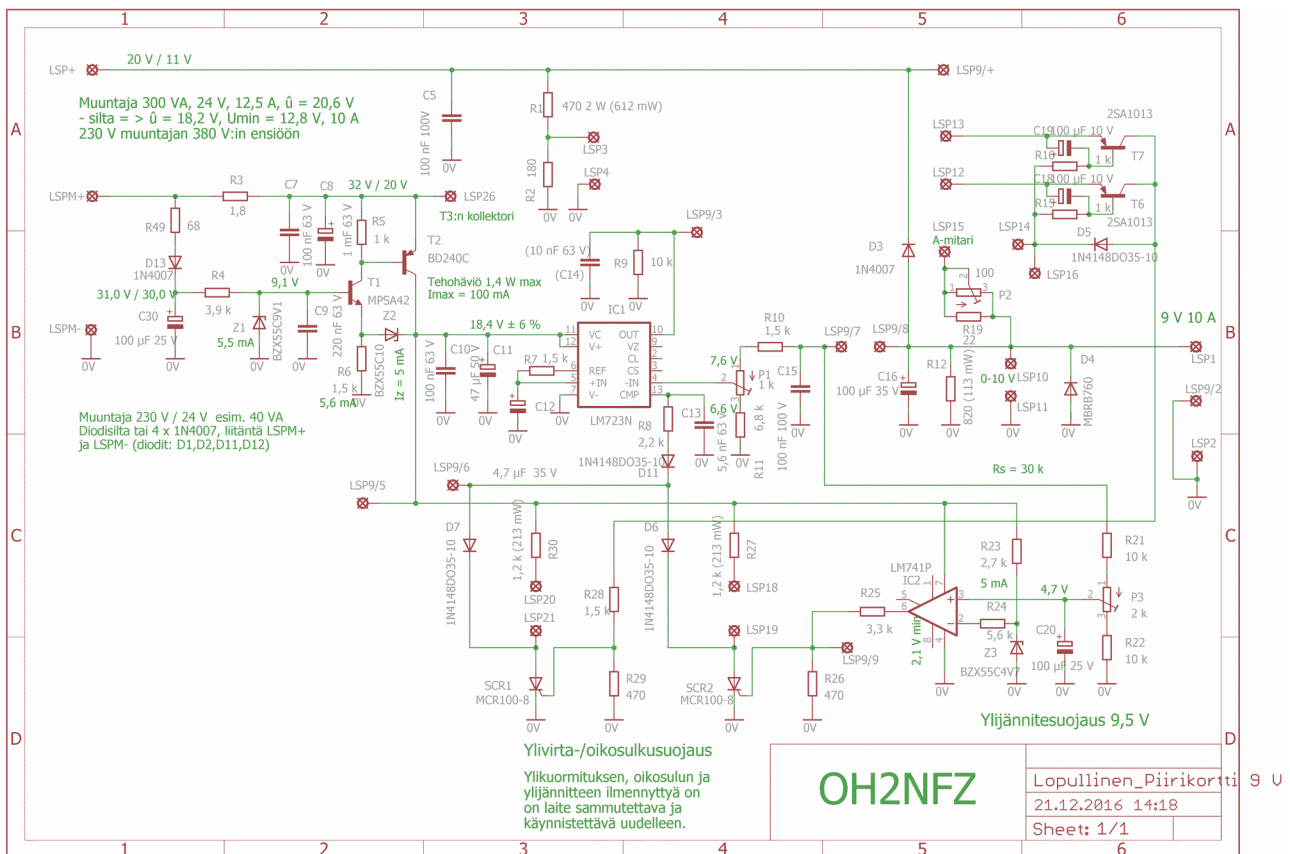
jos verkko-osan sisäinen vastus on 0,1 Ω luokkaa. 0,6 ohmin vastus riittää pudottamaan

virtapiikin $20\text{ A} + 10\text{ A} = 30\text{ A}$:iin.

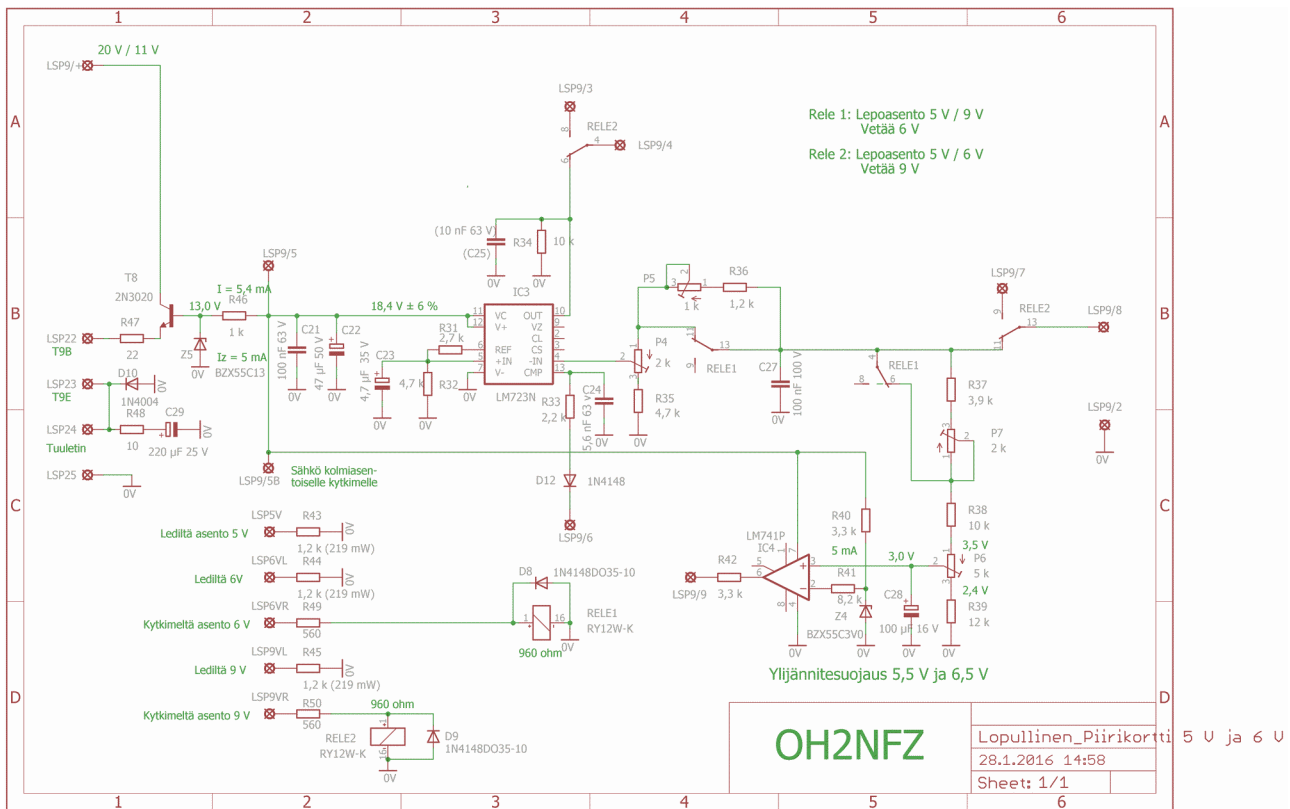
Diodeille samoin kuin tieteenkin silloille ilmoitetaan toistuva sekä tilapäinen myötäsuo-
ntaisen virran maksimiarvo (aikarajattu) ja maksimi jatkuva, resistiiviseen kuormaan syö-
tetty virta. Esim. Fagorin sillalle FB 5002 ilmoitetaan 150 A , 500 A 10 ms ja työvirta 50 A
eli esim. tämä kestää hyvin tässä kytkennässä. Häviötehoa muodostuu $2,4\text{ V} \times 10\text{ A} = 24\text{ W}$.

Virtapiikki jokaisen jakson alussa aiheuttaa lisää jännitehäviötä tasasuuntaussilta ja kuu-
mentaa keskiarvoa enemmän, joten myös tasasuuntaussillan jäädytykseen on kiinnitettävä
huomiota. Virtapiikkiä voi tieteenkin rajoittaa sarjavastuksella, mutta pitää huomioida, että
siinä tapahtuu jännitehäviötä, mikä on sisällytettävä jännitebudjettiin. Jännitehäviö on huo-
mattavasti suurempi kuin kuormitusvirta kertaa sarjavastus, sillä kondensaattori varautuu
vain lyhyellä jakson osalla kuormitusvirtaa tuntuvasti suuremmalla virralla.

Kytkenäkaavio



Kuva 4.4 9 V:in piirikortti



Kuva 4.5 Piirikortti 5 V ja 6 V

Ensimmäisenä vasemmalla ovat muuntajat ja tasasuuntaussillat ja ehdotukset muuntajiksi.

Transistorit T1 ja T2 muodostavat jännitelähteen kytkennän omia tarpeita varten. Tämä kytkentä on nopea reagoimaan kuormituksen muutoksille ja tuntuu hyvin varmatoimiselta.

Vastukset R3 ja R49 rajoittavat kondensaattoreiden C8 ja C30 varausvirtoja eritoten käynnistysilanteissa. R49, D13 ja C30 muodostavat piirin, joka tasoittaa zenerdiodissa Z1 kulkevaa virtaa, sillä tällä menettelyllä jännite C30:n navoissa sahaa vain voltin verran, kun muutos C8:n navoissa on suurimmillaan 12 V (Tässä jännitevaihtelussa on mukana muuntajan lepojännite.) T3:lle ei riitä kollektorijännitettä, ellei sitä oteta C8:n navasta. Se on maksimissaan ampeerin luokkaa riippuen transistorien 2N3055 virranvahvistuksesta.

LM723:n navasta 6 saadaan referenssijännite, joka tyypillisesti on 7,15 V. Kondensaattorit C12 / C23 vähentävät referenssitason kohinaa ja samalla ulostulon kohinatasoa. Vastus R7 mitoitetaan siten, että se on resistanssi, jonka negatiivinen sisäänmeno eli napa 4 "näkee". $R7 \approx (xP1 + R10) \parallel ((1-x)P1 + R11)$, missä $0 \leq x \leq 1$. Tällöin biasvirtojen ryöminnnän vaikutus on pienimmillään. Koska ulostuloon halutut jännitteet ovat referenssijännitteen ala- ja yläpuolella on asia ratkaistu tässä kytkennässä siten, että 9 V:lla vertailujännitteenä käytetään suoraan referenssijännitettä ja ulostulosta saadaan jännitteenjakajalla R10, P1 ja R11 jännite LM723:n differentiaalivahvistimen negatiiviseen sisäänmenoon. 5 ja 6 V:in säätö suoritetaan toisella LM723-piirillä. Kikkailu yhden mikropiirin avulla johtaisi monimutkaiseen ja epäluotettavaan rele- tms. ratkaisuun. Releitä tarvitaan jo nyt kaksi kappaletta. Kytkennässä referenssijännitettä pudotetaan jännitteenjakajalla R31 ja R32 4,5 V:in tietämille. Differentiaalivahvistimelle sopiva sisäänmenotaso saadaan aikaan vastusketjulla.

Releen käytöstä takaisinkytkentäketjussa on huomioitava, ettei takaisinkytkentää saa missään vaiheessa kokonaan katkaista. Se johtaisi hallitsemattomaan jännitepiikkiin ulostulossa ja voisi siten särkeä kuormana olevia laitteita. Kytkennässä rele ainoastaan oikosulkee osan takaisinkytkentäketjua ja siten korkeimman jännitteen antava takaisinkytkentä on ainakin kytkettynä ja jännitepiikki ulostulossa sen mukainen. Relettä ei tarvita ollenkaan yhden vakiojännitteen antavassa teholähteessä.

Jos kytkentä alkaisi värähdellä, voi kokeilla, auttaisiko kondensaattori C14/C25. Voisi kokeilla myös sarjakytkentää 100 ohmin vastus ja 100 nF:in kondensaattori. Vastukset R17 ja R18 ovat tarpeen vain, jos transistorien T4 ja T5 kollektori-kantavuotovirta käynnistää transistorin. Vaikka käyttäisi 2N3055, vuoto jää vähäiseksi ja tuskin haittaa. Kollektori-emitterijännite on niin alhainen. Jos vuoto tapahtuu kuitenkin liian

suurena, on vastuksia pienennettävä, mikä kuormittaa lisää T3:ta. Jos R17 ja R18:aa käytetään (68 ohmia), on R12:n vastusarvoa pienennettävä 220 ohmiin ($P_d = 368 \text{ mW}$, vastus 2 W varmuuden vuoksi). Jos ulostulo ajautuu kuormittamattomana 18 V:iin, on käytettävä vieläkin pienempää vastusarvoa.

Emitterillä olevat vastukset R13 ja R14 tasaavat transistorien virtoja ja antavat karkean arvion virran suuruudesta. Ne on sisällytettävä kytkentään, vaikka ylivirtasuojaukseen ei rakennettaisikaan. Niiden tarkkuus on 5 % - 10 %. Lisäksi kanta-emitterijännite vaihtelee. Koska transistorien T6 ja T7 virrat ovat pienet, ne alkavat johtaa jo kanta-emitterijännitteellä 0,55 V ja tyristori SCR1 käynnistyy. Kantakytkennän aikavakio on 0,1 sekuntia.

Diodi D4 antaa jonkin verran suojaa, jos ulostulonapoihin tuodaan ulkopuolelta negatiivinen jännite. Diodi D3 puolestaan suojaa tilanteelta, jossa ulostulon jännite laskee hitaammin kuin suotokondensaattorin C6 jännite. Näin voi käydä kapasitiivisen kuorman tapauksessa. Tällöin päätetransistorien kollektori-emitterijännitteet menevät väärän merkkisiksi.

Suojaukset

Ylijännitesuojaus on toteutettu vanhalla mikropiirimallilla LM741 ja se on kytketty vertailupiiriin. Varsinaisen vertailupiirin käyttö vaatii yleensä 5 V:n syöttöjännitettä ja lisäksi taas tarvittavien komponenttien määrää. Vertailujännite 4,7 / 3,0 voltia muodostetaan zenerillä Z3 / Z4. Jännite on viety näin alas siksi, että jo aika pienellä kondensaattorilla C20 / C28 saataisiin aikaiseksi riittävä aikavakio. Ulostulojännite huojuu jonkin verran jännitealueen vaihdon yhteydessä ja voisi kytkeä ulostulon pois päältä. Tavalliset zenerit ovat riittäviä, sillä sallittu jänniteylitys 0,5 V on 5,6 % . Jos haluaa tarkemman jännitevertailun voi käyttää referenssidiodia 1N821 6,2 V.

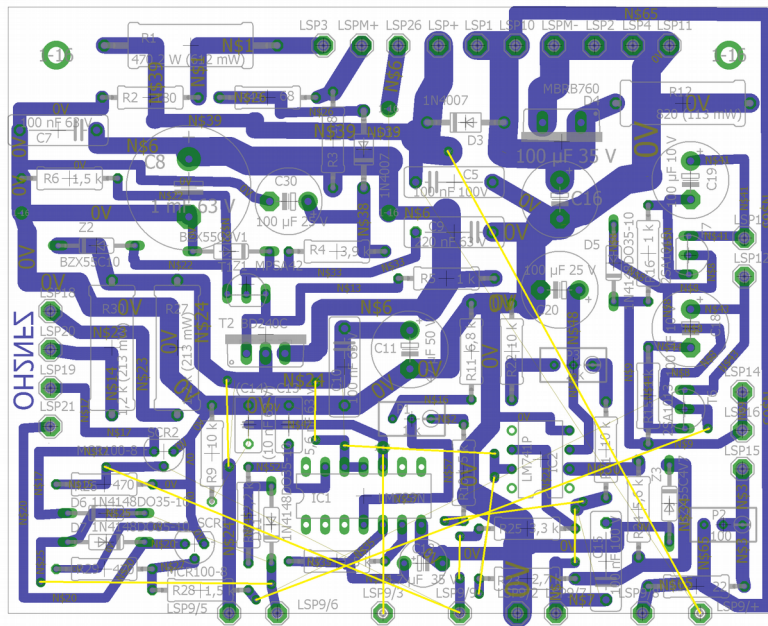
IC3 / IC4 liipaisevat tyristorin SCR2. Se sytyttää ledin 3 ja vie joko diodin D11 tai D12 kautta säätimen ulostulon lähes nolleen.

Diodit D11 ja D12 ovat tärkeitä, sillä ne erottavat säädinten toiminnan toisistaan.

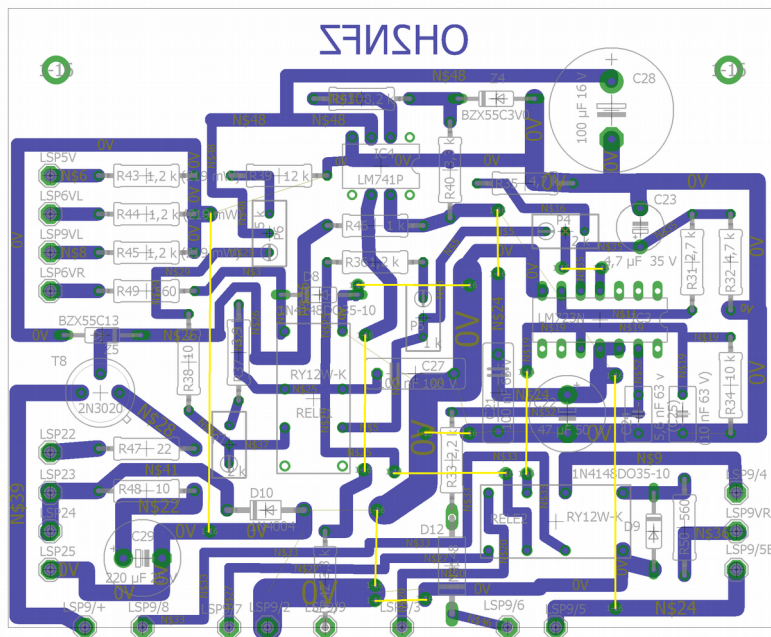
Vastaavasti diodeja D6 ja D7 tarvitaan erottamaan ylijännite- ja virranrajoituspiirien toiminta. Kytkeäkseen on valittu halpa, pientehotyristori. Malli ei ole kriittinen. On vain huomioitava, että tyristorin liipaisemisen jälkeen tyristorin virta on suurempi kuin pito-virta. Muutoin tulee virhetoiminto ja piiri voi alkaa jopa värähdellä. Tyristorissa minua suunnittelijana tässä kohdin miellyttää se, että tyristori toimii siinä kuten kiikku - sillä on kaksi vakaata tilaa, joita kytkentäfilosofiani edellyttää.

Ulostulojännitteen ja suojausten säätäminen

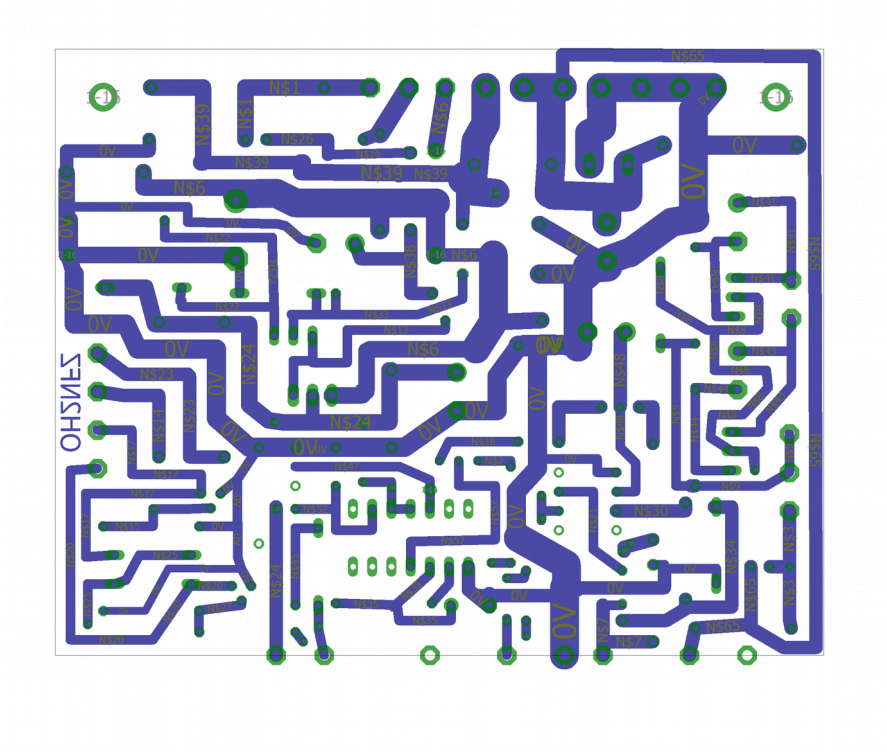
Aloitetaan vaikka 9 V:sta. Sääto tapahtuu potentiometrillä P1. Jos kuitenkin Potentiometrin P3:n asetus on "ylärajalta", saattaa laite sammua välittömästi käynnistyksen jälkeen. Tällöin P3:ta pitää säätää ylöspäin riittävästi. Säädetään ulostulo 9,5 V:iin, josko jännite halutaan ylärajaksi. Sen jälkeen lähestytään potentiometrillä "ylhäältä" päin vertailukynnystä, kunnes led 3 syttyy. Potentiometri P3 on nyt kohdallaan. Sitten säädetään ulostulo 9 V:iin. Vastaavalla tavalla toimitaan 5 V:in suhteen (potentiometrit P4 ja P6) ja sitten säädetään 6 V (potentiometrit P5 ja P7) ja nimenomaan tässä järjestyksessä.



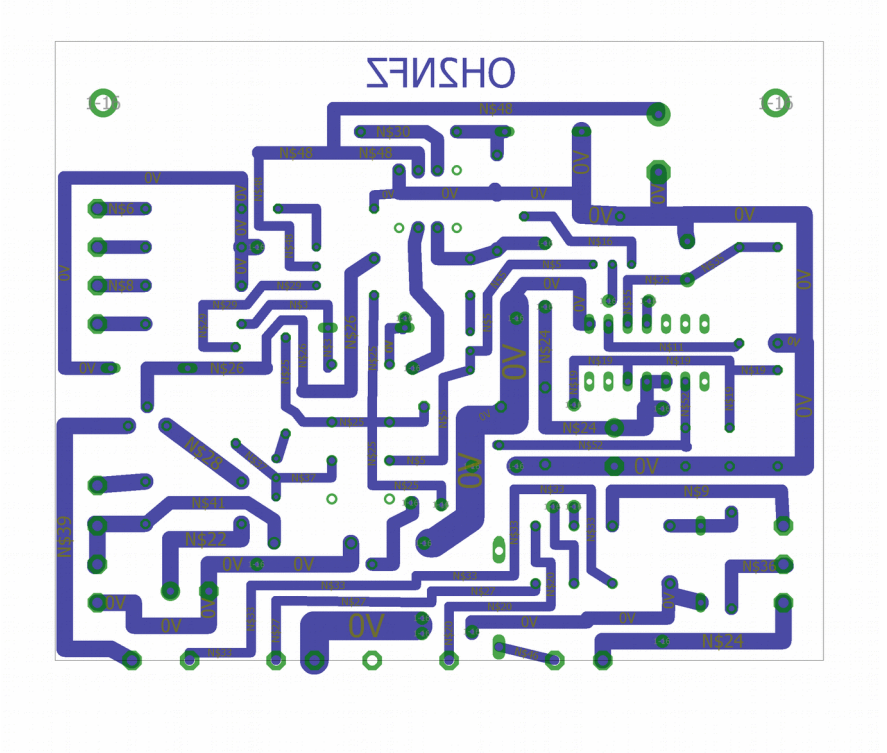
Kuva 4.6 Komponenttien sijoittelu piirikortille 9 V. Hyppylankoja tuli siihen 12 kpl.



Kuva 4.7 Komponenttien sijoittelu piirikortille 5 V 6 V. Hyppylankoja tuli 11 kpl.



Kuva 4.8 Valotusmaski 9 V:ia varten



Kuva 4.9 Valotusmaski 5 V ja 6 V:ia varten. Kalvot kannattaa liittää yhteen pienillä teipinpaloilla, jolloin saadaan kokonainen eurokortti. Liitä kuitenkin oikeat sivut yhteen!

Tuuletin

Tasavirtatuulettimen käyttöjännite on yleensä 12 V tai 24 V ja virta puoli ampeeri tai vähemmin. Tähän on valittu 12 V. KytKentä on suunniteltu toteuttamaan tämän tarpeen. Tuulettimen käyttöjännite vakavoidsaan zenerillä Z5. Vastus R47 rajoittaa transistorin T8 virtaa käynnistyksen yhteydessä ja vikatilanteessa. Diodia D10 tarvitaan suojaamaan, transistoreita, kun laite sammutetaan. Tuulettimen moottori alkaa silloin toimia generaattorina ja synnyttää negatiivisen jännitteen. R48 ja C29 suodattavat moottorin tuottamia jännitepiikkejä. Käyttämäni tuuletin tuotti napoihinsa 280 mV:n huipusta huippuun häiriöjännitteen. Tuuletinpiirin nollajohto on erillinen muusta piirikortista, jottei moottorin suhteellisen suuri virta aiheuttaisi jänniteheilahteluja piirikortille. Ulostuloon tulee virhettä, vaikka suuri virta kulkisi "nollajohdinta" pitkin. Koko laitteen maadoitus tulee toteuttaa yhteen pisteeseen ja levittää siitä säteittäin eri kohteisiin.

Lopputulos

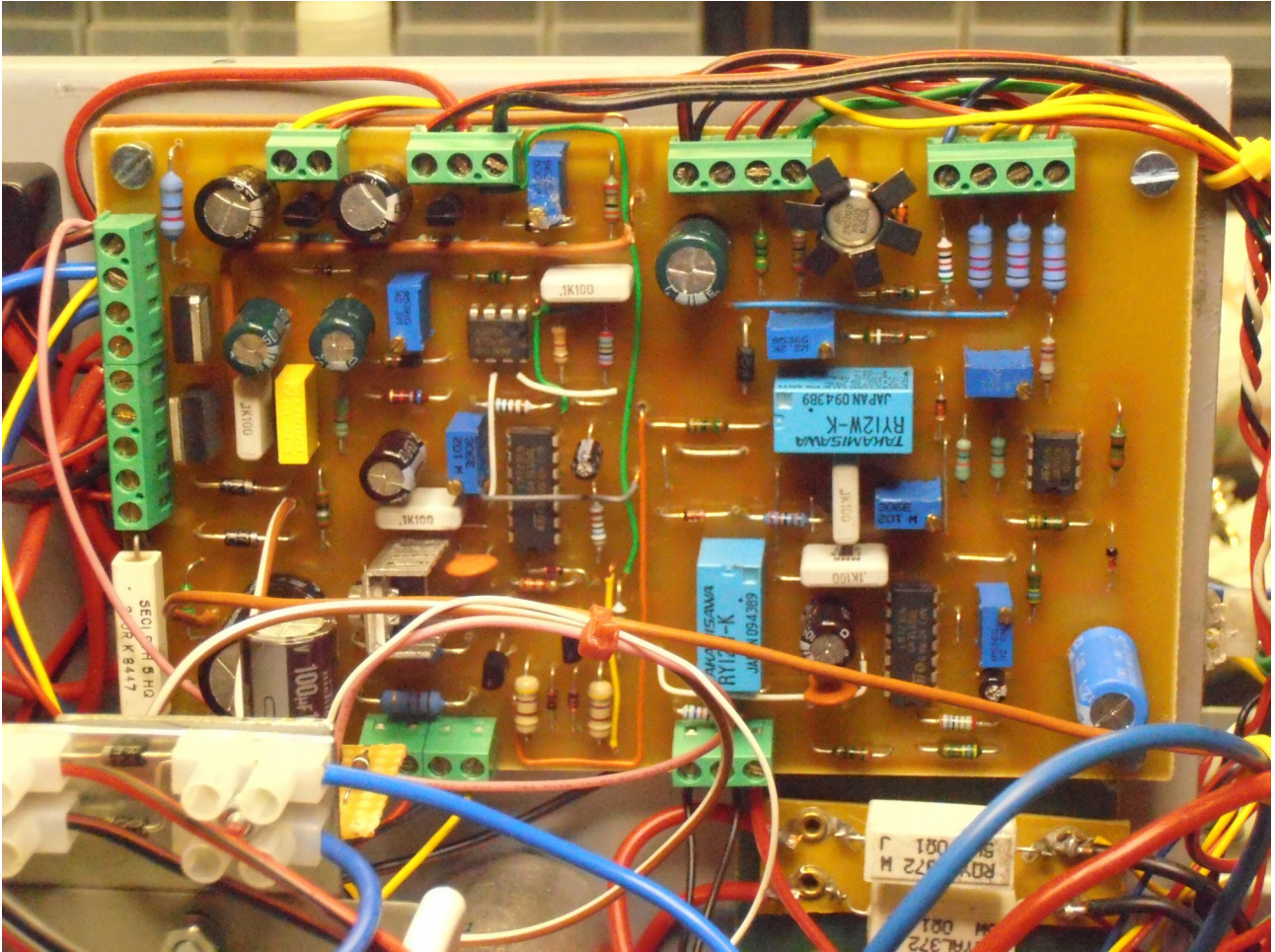
Ulostulossa mitattiin häiriöjännitettä kaikilla jännitteillä 10 A:n ulostulolla enintään 8 mV huipusta huippuun.



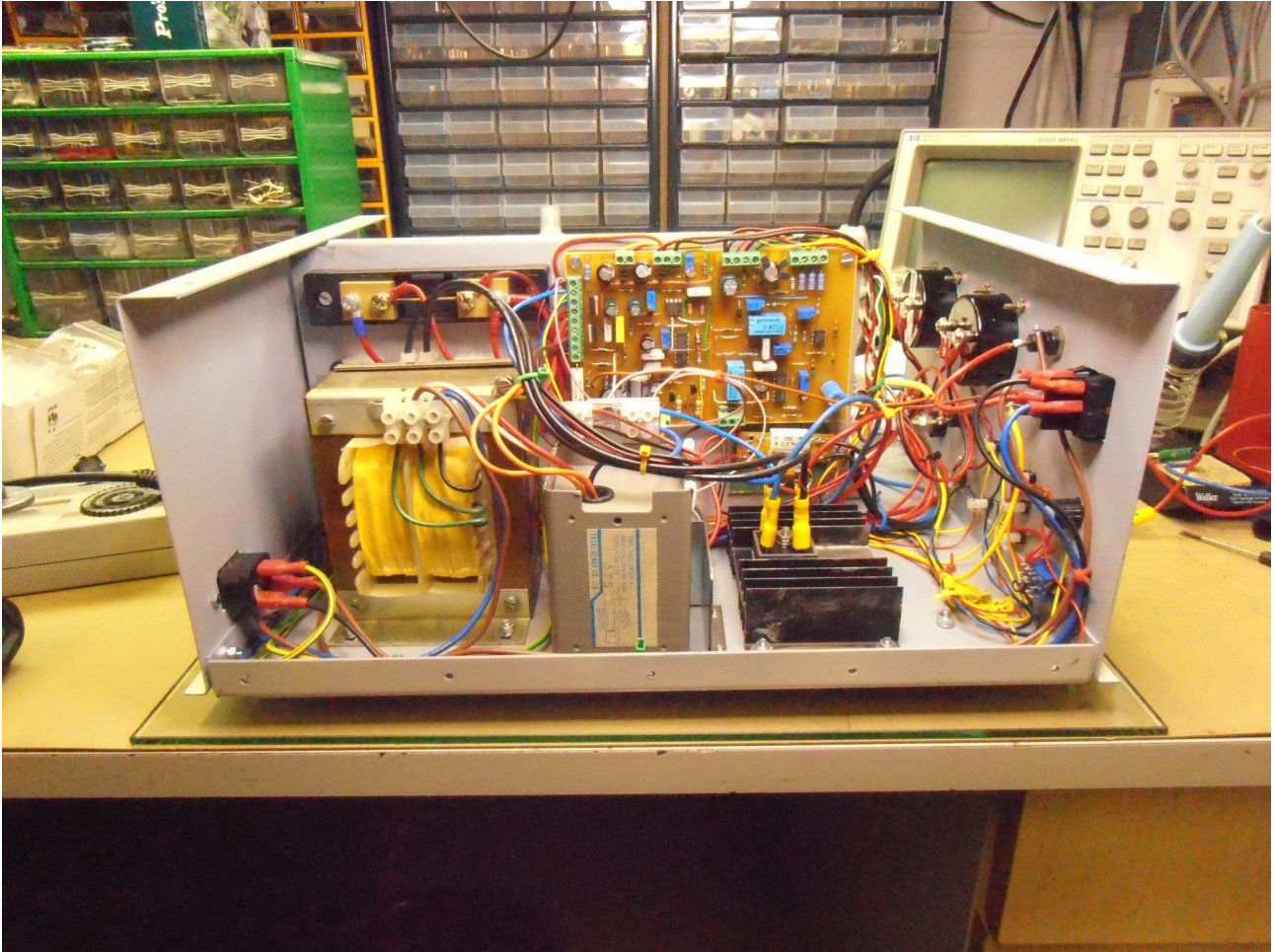
Kuva 4.10 Jännitelähde 5V 6V 9V edestä nähtynä



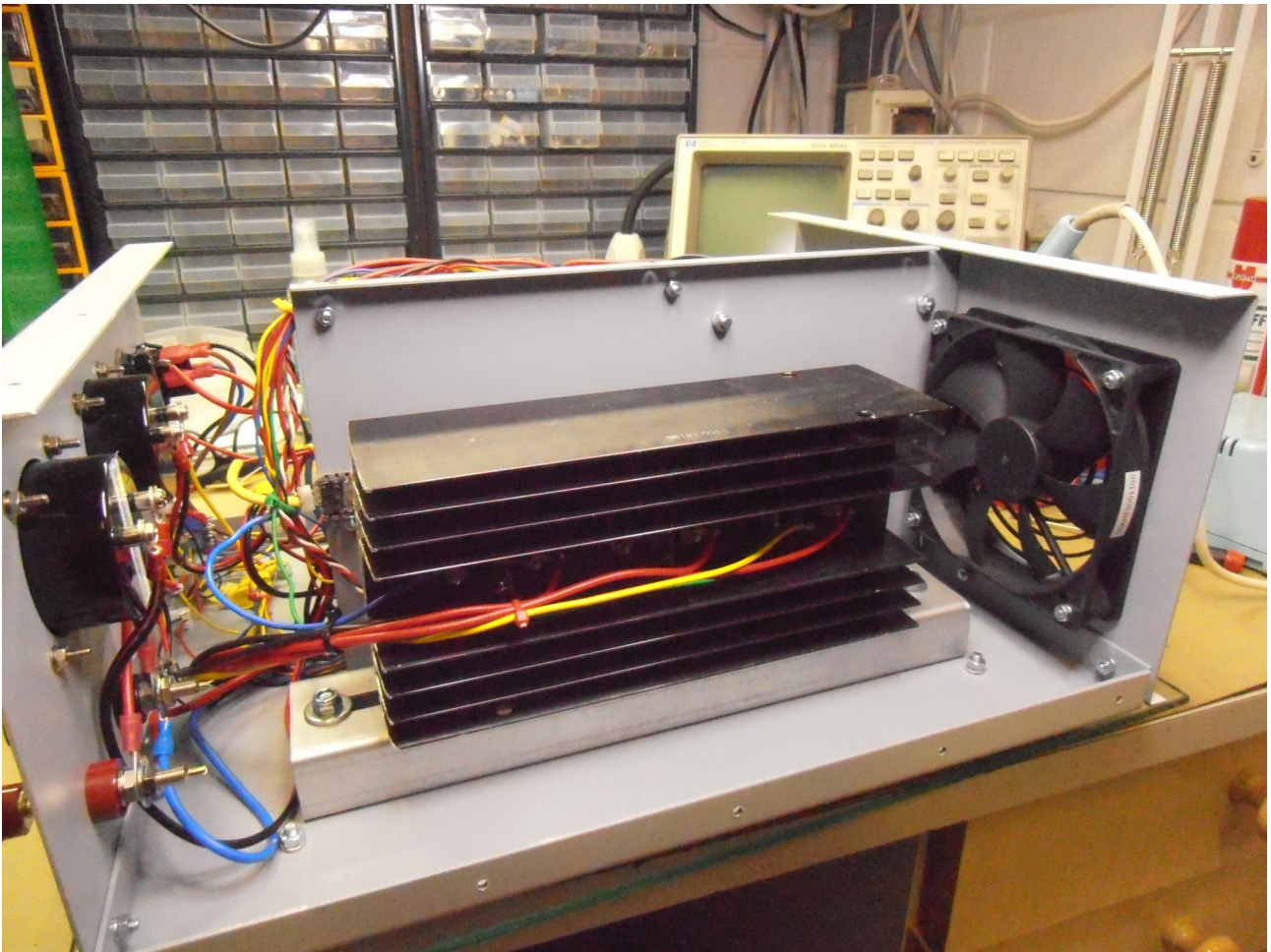
Kuva 4.11 Jannitelahde 5V 6V 9V takaa



Kuva 4.12 Piirikortti osineen



Kuva 4.13 Näkymä sisältä muuntajapuolelta



Kuva 4.14 Näkymä sisältä tuuletinpuolelta

OH2NFZ Kari Sirén