

# Rakennusprojekti "QROLle"

## - SSB-transceiveri 80 ja 20 metrille

### Osa 5

Olof Holmstrand, SM6DJH

Suunnittelu ja rakennuskuvaus

Thomas Andersson, OH6NT

Käännökset ja puhtaaksi piirtäminen  
oh6nt@sral.fi, 0500 665 601

Tähän mennessä olemme pääasiassa käsitelleet transceiverin vastaanotinosaa. Tässä osassa tutkimme lähetinosaa sekä paneelikorttia jossa sijaitsevat S-mittari ja digitaalinen taajuusnäyttö.

#### Balansoitu modulaattori

Kuten aiemmin on mainittu, BFO toimii myös kanta-aalto-oskillaattorina. Lähetyksessä sen heikkoa oskillaattorisignaalia on vahvistettava ennen kuin sitä voi moduloida. Kaaviossa 9 näkyy tämä vahvistinaste, joka muodostuu transistorista Q34.

Transistorit Q31, Q32 ja Q33

muodostavat mikrofoni-

vahvistinasteet. Tämä kytkentä on sopiva

dynaamiselle mikrofoniille, jolla on suhteelisen suuri antojännite. Jos haluaa käyttää

suurhimmista mikrofonia, joutuu tulon rakentamaan emitteriseuraajan. (Projektin kotisivuilla on korjausehdotus myös

jännitesyöttöä vaativalle kondensaattorimikrofoniille.) Vahvistusta voidaan säätää

säätöpotentiometrillä R1. Transceiverissä ei ole ALC-järjestelmää, ja siksi on tärkeää

että mikrofoni vahvistus säädetään oikeaksi. On syytä muistaa että säätöä usein joutuu

muuttamaan vaihdettaessa mikrofonia. Koska puhumme mikrofoniin eri tavoin, voi säätöä myös joutua muuttamaan jos

operaattori vaihtuu. Säätämisen apuna voidaan käyttää transceiverin lähtötason

indikaattoria. Pyydä myös vasta-asemilta raportti äänenlaadusta. Mikrofoniulossa on

kuristin, joka estää HF:n pääsyn mikrofoni vahvistimeen. Transistorien kannoilla on myös HF-kytkentäkondensaattorit.

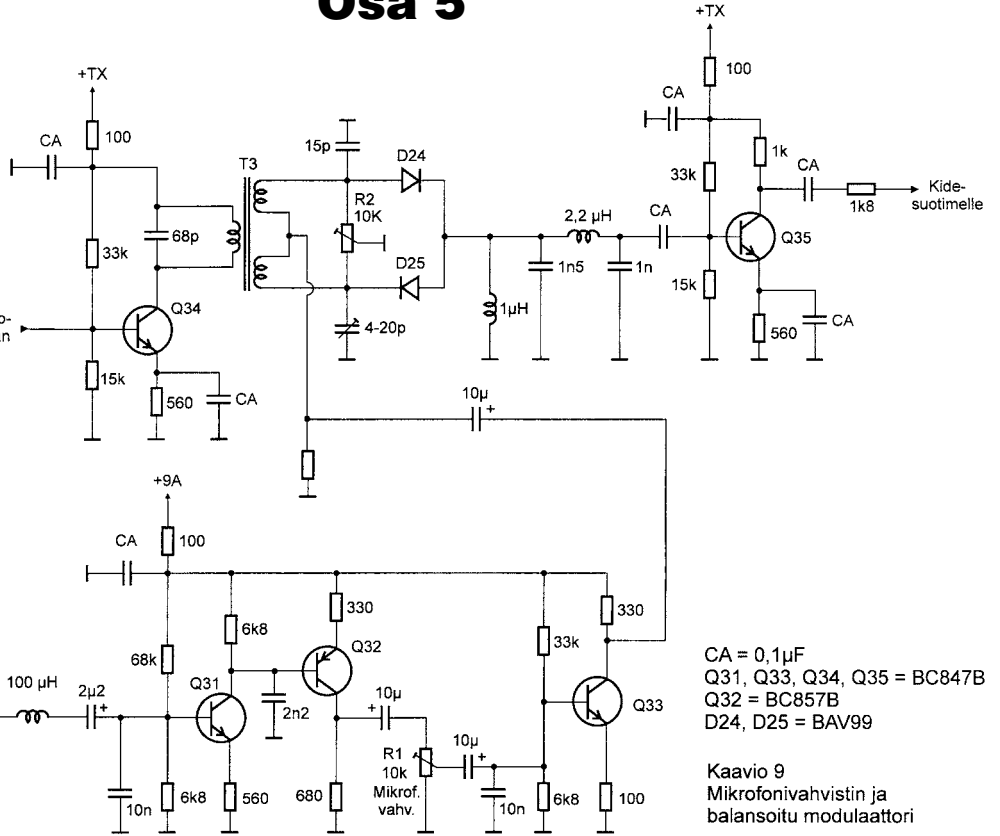
Balansoidun modulaattorin pääosat ovat muuntaja T3 ja diodit D24 ja D25 (BAV99). Muuntajan toisio on bifilaarisesti

käämitty parhaan mahdollisen tasapainon saavuttamiseksi. Balanssi voidaan säätää

kohdalleen potentiometrillä R2 ja säätökondensaattorilla. Haarukoimalla säätöjä voidaan saavuttaa 60 dB:ä parempi

kanta-aallon vaimennus. Lämpötilaherkkyiden vuoksi joudutaan kuitenkin varautumaan

siihen, että käytännössä vaimennus jää



CA = 0,1µF  
Q31, Q33, Q34, Q35 = BC847B  
Q32 = BC857B  
D24, D25 = BAV99

Kaavio 9  
Mikrofoni vahvistin ja  
balansoitu modulaattori

n. 45-50 dB:iin. Koska kanta-aalto sijaitsee kidesuodattimen reuna-alueella (luiskalla), lähetteen kanta-aaltovaimennus on kuitenkin parempi, ehkä n. 60 dB.

Vahvistinaste Q35 toimii myös puskurina kidesuodatinta vasten. Kidesuodatin on herkkä oikealle tulo- ja lähtöimpedanssille. Kytkemällä 1,8 kΩ:n vastus sarjaan lähdön kanssa saadaan kidesuodattimen lähtöjännitteen aaltomuoto eli ns. rippeli minimiin.

#### Ohjain- ja pääteasteet

Ohjain- ja pääteasteet esitetään kaaviossa 10. Tulotaso releeltä 2 on noin -15 dBm. Ensimmäinen ohjainaste transistorilla Q36 (BPC55) on voimakkaasti vastakytketty ja ottaa virtaa n. 23 mA. Vastakytkentä on toteutettu sekä emitterivastuksella että piirillä, joka on kytketty transistorin kannan ja kollektorin väliin. Tällä tavalla vahvistus 3,5 MHz:llä pienenee hieman ja nousee hieman 14 MHz:llä. Lopputuloksena on tasainen vahvistus ko. taajuusalueella. Toinen ohjainaste vastakytketään samalla tavalla. Signaalitaso on tässä asteessa huomattavasti korkeampi, ja siksi aste muodostuu kahdesta rinnankytketystä transistorista Q37 ja Q38 (molemmat tyyppiä BCP55). Myös tämä aste toimii A-luokassa ja kuluttaa virtaa n. 190 mA. Lähtötaso on melkein 20 dBm, ts. hieman alle 100 mW. Tällä tasolla aste on erittäin lineaarinen.

Pääteasteena on teho-FET Q39 (IRF510). Tämä transistori ei oikeastaan ole tarkoitettu suurten taajuuksien tehovahvistimeksi, mutta se toimii kuitenkin kiitettävästi tässä tehtävässä. Luonnollisesti olisi ollut yksinkertaisinta käyttää lähetintransistoria, mutta hinta tekee tästä IRF510-tyyppisestä transistorista erittäin houkuttelevan. Olen tutkinut useita vastaavia tyyppisiä, mutta tämä oli soveltuvin tähän pieneen transceiveriin. Näiden transistorien HF-ominaisuudet määräytyvät suurelta osin syöttöjännitteen suuruudesta. Korkea syöttöjännite lisää varauksenkantajien liikkuvuutta transistorin puolijohdeaineissa, mikä nostaa vahvistusta suurilla taajuuksilla. Toisaalta transistorin sisäiset kapasitanssit ovat se tekijä, joka huonontaa suurten taajuuksien vahvistusta.

Tulo- ja lähtökapasitanssit voivat sisältyä sovituspireihin, joita käytetään transistorin tulo- ja lähtöpiireissä. Pahempi juttu on drain-gate -kapasitanssi eli ns. feedback-kapasitanssi. 13,5 V:n syöttöjännitteellä ja sillä ohjainteholla, joka meillä on käytettävissä, lähtöteho 80 m:llä on noin 15 W, ja 20 m:llä noin 4 W. Rakentamalla vastakytkentä ja poistamalla feedback-kapasitanssin vaikutus balansoimalla (neutraloimalla) saadaan vahvistus molemmilla bandeilla samansuuruiseksi. Tämä tapahtuu resonanssi- ja gate:n

välillä. Piiri muodostaa yhdessä em. kapasitanssin kanssa resonanssipiirin 14 MHz:llä. Piirillä on oltava suhteellisen suuri Q-arvo jotta 14 MHz:llä saataisiin suurempi vahvistus. Liian suuri Q-arvo on luonnollisesti vaarallinen, koska se voi aiheuttaa värähtelyä. Kuten tavallista tämä on kompromissi, mutta jos antenni on kohtalaisen hyvin sovitettu, niin epästabiiliuden riski ei ole. Kun piirin impedanssi on noin 22 Ω, saadaan noin 10 W:n lähtöteho kummallakin bandilla. Huomioi että vahvistuksen huippu on 14 MHz:llä. Meillehän tästä ei ole haittaa, koska transceiveri on tarkoitettu ainoastaan kahdelle amatööribandille.

Päätetransistori toimii luokassa AB. Tämä tarkoittaa että sen on otettava lepovirtaa. Hyväksyttävän lineaarisuuden saavuttamiseksi tämän virran tulisi olla ainakin 150 mA. Virran säätö tapahtuu potentiometrillä R3. Jos gate on samassa potentiaalissa kuin source, transistori on kuristettu (tukittu). Transistori alkaa johtaa kun gate:lle syötetään n. 3-4 V jännite. Valitettavasti transistorin lämpötila vaikuttaa transistorin toimintapisteeseen, minkä vuoksi tarvitaan lämpötilastabilointi. Tämä tapahtuu neljän sarjaan kytketyn diodin D26 - D29 (4 kpl 1N4148) avulla. Nämä diodit on työnnetty transistorin jäähdityslevyssä oleviin reikiin. Lämpö siirtyy diodeihin, jotka siten (kynnysjännitteen alenemisen vuoksi) kompensoivat muuten tapahtuvan virrannousun.

Päätteen lineaarisuuden voi mitata monella tavalla. Yksinkertainen tapa on määrittää millä lähtöteholla aste alkaa kyllästyä. Tämä määrittely voi tapahtua seuraavasti: Astetta ohjataan mikrofonisäänmenonon kytketyllä signaaligeneraattorilla tiettyyn lähtötehoon. Sitten signaaligeneraattorin lähtöamplitudia pienennetään 10 dB. Täysin lineaarisen asteen lähtötehonkin on tällöin pienennettävä 10 dB. Jos lähtöteho laskee vain 9 dB (tai vähemmän), aste on alkanut kyllästyä. Lähtöteho luetaan kun tämä tapahtuu. 13,5 V:n syöttöjännitteellä tämä tapahtuu hieman yli 10 W lähtöteholla. Jos päätetransistori kuumenee paljon, mittaus suoritetaan alemmalla lähtöteholla. Mikro-

fonivahvistus siis tulee mieluiten säätää niin että kyllästymistä ei tapahdu. Vaikka joku- n SSB-huippu aiheuttaisi kyllästymisen, se ei yleensä aiheuta ongelmia. Sitä vastoin ohjauksen pääosa ei saa tapahtua kyllästymispisteen tasolla. Se aiheuttaa huonon puhelaadun ja pahimmassa tapauksessa "splatteria". Erityisen varovainen tulee olla, jos transceiverin perään kytketään voimakkaampi pääteaste.

Päateaste päätetään yliaaltosuodattimeen. Rele 4 kytkee 80 m:n suodattimen toiminnasta kun työskennellään 20 m:llä. Yliaaltovaimennus on parempi kuin 55 dB 80 metrillä ja parempi kuin 40 dB 20 metrillä.

### Digitaalinen taajuusnäyttö

Taajuusnäyttö on pohjimmiltaan taajuuslaskin joka on kytketty pääoskillaattoriin. Tasan 5 MHz:n valinta välitaajuudeksi mahdollistaa laskimen yksinkertaisuuden. Jos workitaan taajuutta 3,6524 MHz, oskillaattorin taajuushan on 8,6524 MHz. Ainoa asia joka ei täsmää on MHz-numero näytössä. Tämän voimme luoda keinotekoisesti. Koska transceiveri on tehty vain kahdelle bandille, tiedämme että MHz-näytön pitää näyttää joko 3 tai 14. Oskillaattoriosan 80/20-lähdössä on matala jännite (0) 80 metrillä ja korkea jännite (1) 20 metrillä. Tällä ohjausjännitteellä voimme vaihtaa MHz-numeroa näytössä. Näytön haluamme toimivan 100 Hz:n tarkkuudella, mikä tarkoittaa että laskimen tarvitsee rekisteröidä vain neljä numeroa (desimaalit).

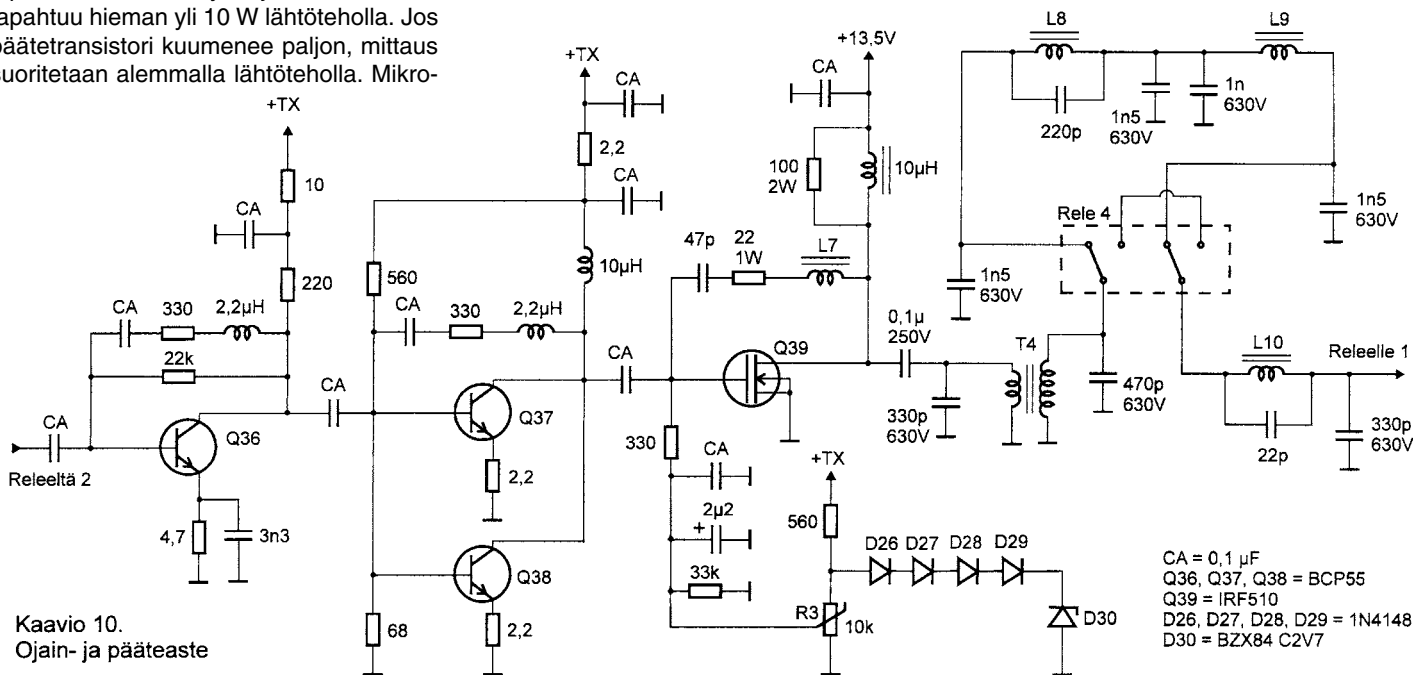
Taajuuslaskimen voi tehdä usealla eri tavalla. Tässä kuvattu versio on ehkä yksinkertaisin ja helpoin ymmärrettävä. Käytetään yksinkertaisesti taajuuden määrittelyä, siis värähtelyjen määrää sekunnissa. Jos laskemme, montako kertaa oskillaattori värähtelee sekunnin aikana yllä esitetyn esimerkin mukaisesti, saamme tulokseksi 8,6524 miljoonaa värähtelyä. Koska tarvit-

semme luvun vain 100 Hz:n tarkkuudella, meidän ei tarvitse laskea värähtelyä kokonaista sekuntia, 10 ms riittää. Silloin saamme tulokseksi 86524 kpl. Suurimmasta numerosta (8) emme välitä, ja laskurin tarvitsee siis vain rekisteröidä neljä viimeistä numeroa näytölle.

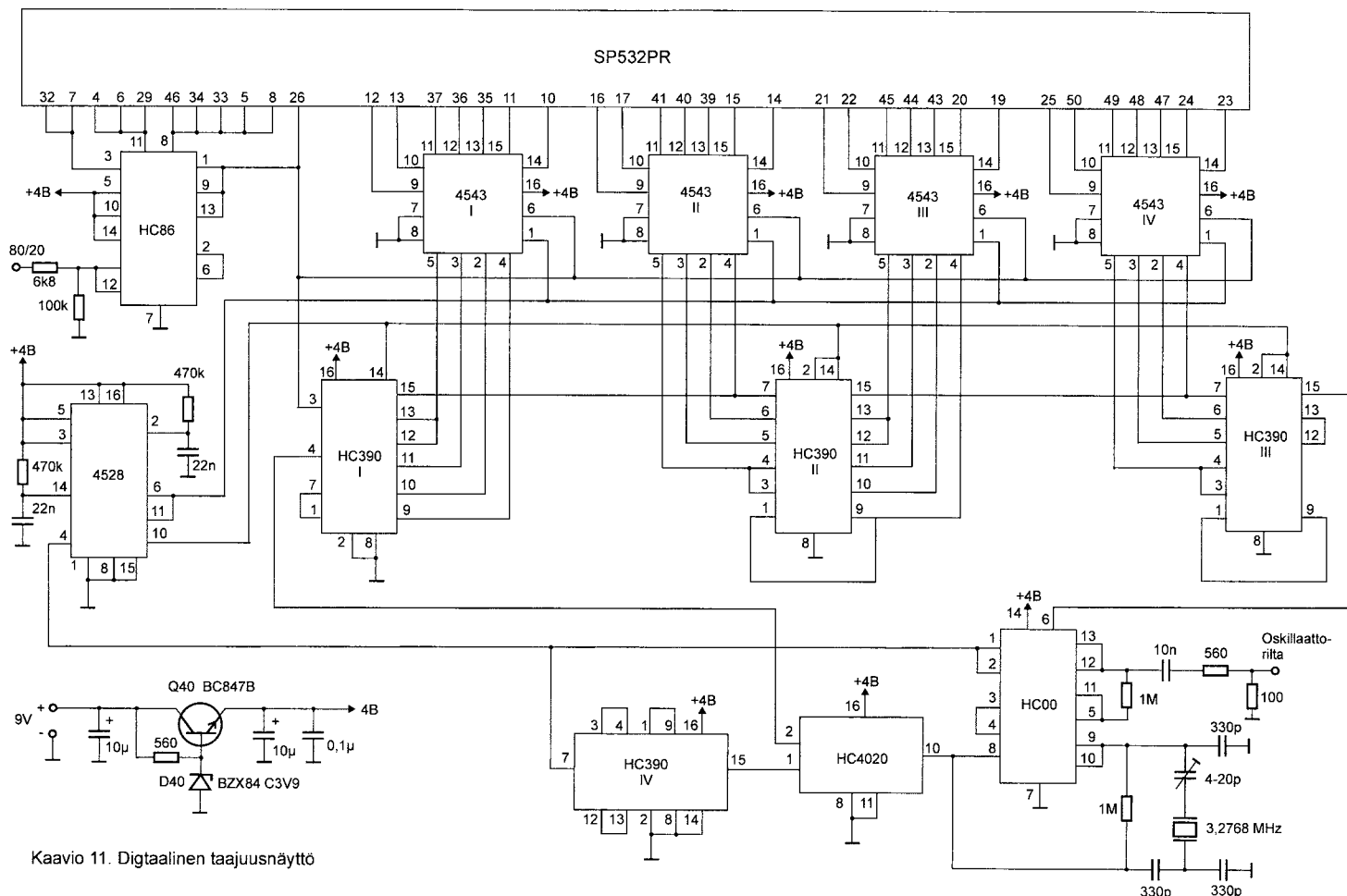
Jatkaaksemme meidän täytyy kuvailla logiikkapiiri. Taajuuslaskimessamme käytämme neljää 74HC390 IC-piiriä. Tällaisessa piirissä on kaksi samanlaista dekadilaskuria. Piirin sisäisen kytkennän ansiosta kumpikin laskuri laskee tulevat pulssit yhdeksään asti. Sen jälkeen se aloittaa uudelleen alusta. Kullakin laskurilla on neljä lähtöä, nastat 3,5,6 ja 7 sekä 13,11,10 ja 9, joista tulevien pulssien määrä näytetään binäärimuotoisena. Lähtötilanteessa laskurin lähdöissä on luku 0000. Esim. viiden tulopulssin jälkeen lähdöissä on luku 0101. Useamman laskurin yhteistyöllä voidaan näyttää suurempia lukuja kuin 9.

Laskekaamme 24 pulssia. Siihen tarvitaan kaksi dekadilaskuria. Ensimmäinen näyttää yksikköluvun, siis luvun 4 (0100) ja toinen kymmenluvun, siis 2 (0010). Koodia joka syntyy kutsutaan BCD-koodiksi (Binary Coded Decimal). Luvun 24 BCD-koodi siis on 00100100. Tämä koodi eroaa luvun 24 binäärikoodista (joka olisi 00011000). Me tarvitsemme BCD-koodin, koska lukujärjestelmässämme on kantana 10.

Itse prosessi tapahtuu seuraavasti: Ensiksi on luotava ajastuspulssi jonka pituus on hyvin tarkasti 10 ms. Tämä kytketään NAND-piiriin jossa on kaksi tuloa. Toiseen tuloon kytkemme oskillaattorilta tulevan pulssijonon, jota haluamme laskea. Yksinkertaisesti sanottuna NAND-piiri toimii ajastuspulssin ohjaamana katkaisimena. NAND-piirin lähdöstä saamme rajatun 10 ms pituisen pulssipaketin. Esimerkissämme paketti sisältää 86524 pulssia. Lähtö on kytketty neljään dekadilaskuriin, ja niiden lähdöissä näkyvät BCD-koodit luvulle



Kaavio 10. Ojain- ja päateaste



Kaavio 11. Digitaalinen taajuusnäyttö

6524. Nyt laskuoperaatio on valmis. Tämän jälkeen meidän on luotava kaksi perättäistä pulssia. Ensimmäisen pulssin tehtävä on kertoa näytön ohjainpiireille (4543) että laskutoimitus on valmis, ja että numerot jotka vastaavat BCD-koodia voidaan näyttää näytöllä. Tällöin vanha informaatio, joka ehkä on näytössä, pyyhitään ja uusi nostetaan näkyville. Toinen pulssi nolaa dekadilaskurit, jotta ne ovat valmiit laskemaan seuraavan pulssipaketin. Nämä kaksi pulssia saadaan kahdesta monostabiilista multivibraattorista jotka ovat piirissä 4528.

Valitettavasti tässä on olemassa ongelma; aikapulssi on täysin epäsynkroninen pulssisijonoon verrattuna. Tämä tarkoittaa että ajastuspulssi voi satunnaisesti käynnistää pulssipaketin laskennan keskeltä oskillaattoripulssia yhtä hyvin kuin kahden pulssin välistä. Täten laskettujen pulssien määrä voi vaihdella eri laskentakerroilla, vaikka taajuutta ei ole muutettu. Esimerkkinne nelosesta tulee epävakaa, ja se voi vaihdella muutaman numeron välillä. Yksinkertainen tapa ratkaista tämä on mitoittaa laskuri 10 Hz:lle 100 Hz:n sijaan. Teemme siis ajastuspulssista 100 ms pituisen 10 ms sijaan, ja lisäämme viidennen dekadilaskurin. Emme kuitenkaan välitä tämän laskurin tuloksesta, koska 10 Hz:n tarkkuus ei meitä kiinnosta, ja se lisäksi vaihtelee satunnaisesti.

Kaaviossa 11 on piiri 74HC00 (lyhyesti HC00). Se sisältää neljä NAND-porttia, joissa kussakin on kaksi tuloa. Kytkemällä

tulot keskenään yhteen ja 1 MΩ vastuksen kautta lähtöön saadaan aikaan vahvistin, jolla on suuri vahvistus. Oskillaattorilta tuleva sinimuotoinen signaali tuodaan tällaisen vahvistimen tuloon (nastat 12 ja 13) ja muutetaan pulssijonoksi jolla on oikea amplitudi (nasta 11).

Toisen NAND-portin avulla (nastat 10,9, ja 8) rakennamme kideoskillaattorin, jonka avulla luomme ajastuspulssin. Virituskondensaattorilla oskillaattori säädetään tarkasti taajuudelle 3,2768 MHz. Piirissä HC4020 tämä taajuus jaetaan luvulla 4096 jolloin nastasta 1 saadaan taajuus 800 Hz. Piirissä HC390(IV) tämä taajuus jaetaan edelleen sadalla, jolloin nastasta 7 saadaan epäsymmetrinen 8 Hz:n signaali. Se koostuu 100 ms pitkästä pulssista, ja aikaväli seuraavaan pulssiin on 25 ms. Periodin kokonaisaika siis on 125 ms, joka vastaa 8 Hz:n taajuutta. Näin olemme luoneet ajastuspulssin. Se invertoidaan käänteiseksi yhdessä NAND-porteista (nastat 1,2 ja 3) ennen kuin se yhdessä pulssisijonon kanssa valmistaa pulssipaketteja viimeisessä NAND-portissa (nastat 4,5 ja 6).

Dekadilaskurit (5 kpl), jotka suorittavat itse laskuoperaation, sijaitsevat puolikkaassa piirissä HC390(I) ja piireissä HC390(II) ja HC390(III). Nämä, lukuun ottamatta puolikasta piiriä, toimittavat BCD-koodit neljälle näytön 4543-ohjainpiirille (I, II, III ja IV) nastoihin 5,3,2 ja 4. BCD-koodien sisältämä tieto esitetään näytöllä SP532PR pulssin avulla, joka tuodaan näytönohjainpiiriin nastaan

1 piiristä 4528. Tämä piiri liipaistaa ajastuspulssin takareunalla. Pulssi joka nolaa laskurit liipaistaa ensimmäisen pulssin takareunalla. Nollaus tapahtuu HC390-piirien nastojen 2 ja 14 kautta. Molemmat pulssit siis muodostetaan 25 ms aukossa ajastuspulssien välissä.

### LCD-näyttö

Näyttö SP532PR on LCD-näyttö. Sellaisella on useita etuja. Se kuluttaa hyvin vähän virtaa, minkä vuoksi säteily ohjainpiireistä on olematonta. Jos käytettäisiin esim. LED-näyttöä, koko yksikkö olisi koteloitava, koska muuten näyttö voisi aiheuttaa häiriöitä vastaanotinosaan. Toinen etu on että LCD-näyttö on luettavissa voimakkaassa valaistuksessa. Eräs epäkohta kuitenkin on että sitä on syötettävä tietyn taajuisella kanttiaallolla. Tästä ei kuitenkaan meille ole merkittävää haittaa, koska meillä on runsaasti pulsseja käytettävissä laskimesamme. Piirin 4020 nastassa 2 löytyy 400 Hz:n taajuinen kanttiaalto. Tämä jaetaan ensin viidellä ja sitten kahdella toisessa HC390(I):n puolikkaassa. Tällä tavoin saadaan symmetrinen 40 Hz:n kanttiaalto joka on sopiva näytön syöttöön (nasta 26 näyttöpiirissä SP532PR). Tämä jännite viedään myös ohjainpiirien 4543 nastalle 6. Siellä se invertoidaan ja syötetään ko. numeron muodostavalle näyttölohkolle.

Piiri HC86 sisältää neljä kaksituloista XOR-tomintoa (exclusive-OR, ehdollinen TAI). Näiden avulla voimme aktivoida ne

näyttölohkot jotka muodostavat numerot 3 ja 14. Nämähän ovat MHz-lukemamme. Tämän lisäksi aktivoimme kaksi desimaalipistettä jotta näytöstä tulee helppolukuisempi.

### S-mittari

S-mittarina toimii ns. pylväsnäyttö ELB1001GWA. Tämä koostuu kymmenestä riviin asennetusta valiodiodista. Jos kahdeksan ensimmäistä LED:iä palavat, se vastaa signaalitasoa S9. Jokainen LED S9:ään asti edustaa yhtä S-yksikköä. Jos yksi LED palaa, signaalitaso siis on S2. Kaksi viimeistä LED:iä edustavat tasoja S9+10 dB ja S9+20 dB.

Vastaanottimen AGC-jännite on mitta saapuvan signaalin voimakkuudesta. On vain tiedettävä mikä AGC-jännite vastaa tiettyä signaalitasoa. Kaavio 12 esittää S-mittarin rakenteen. Piiri LM339 sisältää

### KORJAUS

Viime lehden QROlle-jutussa olleen pääoskillaattorin kaaviossa transistorit Q21, Q22, Q28 ja Q29 ovat piirretty PNP-tyyppisiksi, mutta ne ovat todellisuudessa NPN-tyyppiä.

neljä komparaattoria (vertailupiiriä) ja piiri LM393 kaksi. Meillä on siis kymmenen vertailupiiriä, yksi kullekin LED:ille. Kussakin komparaattorissa on kaksi tuloa joiden tulojännitteitä verrataan keskenään. Jos yhden tulon tulojännite on toista korkeampi, lähdössä on ykkönen, ja jos tilanne on päinvastainen, lähtö on nolla. Kun lähtö on nolla, siihen kytketty LED syttyy. Molemmat tulot ovat erittäin korkeaohmisia eivätkä kuormita vertailtavia pisteitä.

Jokaisesta komparaattorista yksi tulo (ei-invertoitu) on kytketty AGC-jännitteeseen. Muut tulot (invertoidut) on kytketty maan ja

syöttöjännitteen välillä olevaan potentio-metriketjuun. Ketjun jokaisessa pisteessä on jännite joka on aikaansaatu kokeilemalla ja valitsemalla oikea vastusarvo. Nämä jännitteet vastaavat niitä tasoja jotka esiintyvät AGC-jännitteessä vastaavilla signaalivoimakkuuksilla. Viritys tapahtuu trimmereillä R4 ja R5. Voimakkailla signaaleilla viritetään R5:ttä ja heikoilla R4:ää. Muutaman haarukoinnin jälkeen S-mittarin näyttämät saadaan oikeiksi.

*Viimeisessä osassa käsittelemme rigin modifiointia CW:lle.*

