

En 29,5 MHz PSK31 modulator

Torbjörn Nyström

Arcada – Nylands svenska yrkeshögskola
Utbildningsprogrammet för elektroteknik

Helsingfors 2010EXAMENSARBETE

Arcada – Institutionen för ekonomi, media och teknik

Utbildningsprogram:	Elektroteknik
Identifikationsnummer:	2831
Författare:	Torbjörn Nyström
Arbetets namn:	29,5 MHz PSK31 modulator
Handledare (Arcada):	FM René Herrmann
Uppdragsgivare:	Arcada

Sammandrag:

PSK31 är en modulationsmetod som kan användas bl.a. för fjärrmätning och för varningsanordningar. Den är mycket smalbandig och signalen kan fara hundratals km med en sändareffekt på några Watt. För PSK31-sändning behövs en modulator som kan producera ett eller två sidoband med en undertryckt bärvåg. En PSK31-signal kan mottas, demoduleras och avkodas med en lämplig radio och en dator med ljudkort och en lämplig mjukvara. En PSK31-modulatur kan göras av en mikrokontroller, en bärvågsoscillator, en blandare, två operationsförstärkare och en del andra komponenter. Olika tecken kodas till digitala bitsträngar. För att en bitsträng skall kunna sändas behöver den omvandlas till en analog signal. Omvandlingen kan ske t.ex. genom pulsbreddsmodulering som går ut på att man matar pulser av olika bredd genom ett lågpassfilter. En PSK31-modulatur kan förverkligas t.ex. med hjälp av en blandare av typen SBL-1 eller med hjälp en blandare som är gjord runt en MC1496. Brus från mikrokontrollern kan dämpas med avkopplingskondensatorer och resterande brus kan avskärmas från resten av kretsen med ett induktivt filter. En modulatur byggdes med hjälp av en MC1496 men den var inte helt pålitlig, en liten del av de tecken som den var programmerad att sända så uppfattades inte rätt av mottagarutrustningen. En annan modulatur byggdes med hjälp av en SBL-1-blandare och med den sändes ca 100 000 tecken varav alla uppfattades rätt av mottagningsutrustningen.

Nyckelord:	PSK31, modulatur, blandare, D/A-konvertering
Sidantal:	56
Språk:	Svenska
Datum för godkännande:	10.2.2010

DEGREE THESIS

Arcada – Department of Business, Administration, Media and Technology

Degree Programme:	Electrotechnology
-------------------	-------------------

Identification Number:	2831
------------------------	------

Author:	Torbjörn Nyström
---------	------------------

Title:	29,5 MHz PSK31 modulator
--------	--------------------------

Supervisor (Arcada):	M. Ph. René Herrmann
----------------------	----------------------

Commissioned by:	Arcada
------------------	--------

Abstract:

PSK31 is a modulation method that can be used for i.e. telemetry and warning apparatuses. It is very narrow banded and the signal can go several hundreds of km with just a few Watts of transmitter power. In order to send PSK31 a modulator is needed that can make one or two sidebands with a suppressed carrier. A PSK31 signal can be received, demodulated and decoded with a suitable radio and a computer with a soundcard and suitable software. A PSK31-modulator can be made from a microcontroller, a carrier oscillator, a mixer, two operational amplifiers and some other components. Characters are encoded into a digital bit string that needs to be converted to an analog signal before transmission. The conversion can be made i.e. by pulse width modulation. A PSK31 modulator can be implemented by a mixer called for SBL-1 or by a mixer built around an MC1496. Noise from the microcontroller can be lessened with decoupling capacitors and the noise that is left can be shielded away from the rest of the circuit with an inductive filter. A modulator was built around an MC1496 but it didn't work completely faultlessly, not all of the characters that it was programmed to send were received correctly. Another modulator was built with an SBL-1 mixer and it sent 100 000 characters and they were all correctly received.

Keywords:	PSK31, modulator, mixer, D/A-conversion
-----------	---

Number of pages:	56
------------------	----

Language:	Swedish
-----------	---------

Date of acceptance:	10.2.2010
---------------------	-----------

INNEHÅLL

Förkortningar	5
Figurförteckning	7
1 INLEDNING	10
1.1 Uppgift.....	12
2 PSK31 KOMMUNIKATION	13
2.1 Presentation av PSK31	13
2.2 Modulation.....	14
2.3 Demodulation.....	17
2.4 Varicode.....	17
2.5 Frekvensspektrum	18
2.6 Problem med övertoner	20
3 TESTKOPPLINGAR	22
4 FÖRVERKLIGANDE AV PSK31	24
4.1 D/A-konvertering	26
4.1.1 D/A-konvertering genom pulsbreddsmodulering	26
4.1.2 D/A-konvertering genom ett R-2R-nätverk och filtrering	27
4.2 Bärvägsoscillator.....	28
4.3 Förverkligande av två typer av PSK31-modulatorer	30
4.3.1 PSK31-modulator med en MC1496-blandarkoppling	31
4.3.2 PSK31-modulator med en SBL-1 som blandare.....	41
5 TEST AV HÅRDVARAN.....	44
5.1 Modulator med en MC1496.....	44
5.2 Modulator med en SBL-1	45
6 SLUTDISKUSSION.....	48
KÄLLOR.....	50

Förkortningar

A	analog
BPSK	binary phase-shift keying (binär fasskiftning)
C	capacitance (kapacitans)
CCP1	capture1 input, compare1 output, PWM1 output
CLKI	clock in
CLKO	clock out
CW	continuous wave (informationsöverföring som fungerar med hjälp av en radiovåg som slås av och på) [51]
D	digital
DC	direct current (likström)
DSP	digital signal processing (digital signalprocessering)
IC	integrated circuit (integrerad krets)
IF	intermediate frequency (mellanfrekvens)
LO	local oscillator
LSB	lower sideband (lägre sideband)
MCLR	master clear reset
OSC	oscillator
ppm	parts per million (miljontedelar)
PSK	phase-shift keying (fasskiftning)
PWM	pulse width modulation (pulsbreddsmodulering)
QPSK	quadrature phase-shift keying (fasskifte med fyra olika faslägen)
R	resistance (motstånd)

RC2	digital I/O (input/output)
RF	radio frequency (radio frekvens)
rms	root mean square (effektivvärde) [52]
USB	upper sideband (övre sidoband)
Vcc	positiv spänningsförsörjning (bipolär transistor)
Vdd	positiv spänningsförsörjning (fälteffekttransistor)
Vee	negativ spänningsförsörjning (bipolär transistor)
V _{p-p}	Voltage peak-to-peak (spänningens topp-till-topp värde)
Vpp	programming voltage (programmeringsspänning)
Vss	negativ spänningsförsörjning

Figurförteckning

- Figur 1. Traditionell utrustning för PSK31-kommunikation. [10]
- Figur 2. Alternativt sätt för sändning av PSK31. [49]
- Figur 3. En spektrumanalys. Frekvensen är i x-axelns riktning och tiden i y-axelns riktning. (Bilden är gjord med programmet DigiPan.)
- Figur 4. Signal från en PSK31-modulator. Som "bärvågssignal" har en sinusvåg på 1 kHz använts. (Oscilloskop: Hewlett Packard 54600A 100 MHz)
- Figur 5. Signal från en PSK31-modulator. Som "bärvågssignal" har en sinusvåg på 100 Hz använts. (Oscilloskop: Hewlett Packard 54600A 100 MHz)
- Figur 6. Spektrumanalys av en emottagen radiosignal. Tiden är i x-axelns riktning och frekvensen i y-axelns riktning. Analysen är gjord med programmet Spectrogram v. 5.1.7.
- Figur 7. Spektrumanalys av en emottagen radiosignal. Tiden är i x-axelns riktning och frekvensen i y-axelns riktning. Analysen är gjord med programmet Spectrogram v. 5.1.7.
- Figur 8. Frekvensanalys av utsignalen från en blandare. (Oscilloskop: Hewlett Packard 54600A 100 MHz)
- Figur 9. Spektrumanalys av en basbandssignal från en PSK31-modulator. Grundtonen (ca 15 Hz), den tredje övertonen (ca 46 Hz) och den femte övertonen (ca 77 Hz) syns tydligt. Grundtonen är 34 dB starkare än den tredje övertonen. (Oscilloskop: Tektronix TDS5104B)
- Figur 10. En krets som innehåller bl.a. en potentiometer och en MC1496. Uppkopplingsättet kallas för bl.a. "ugly construction" [27].
- Figur 11. Oscilloskopbild som visar hur två st. basbandssignaler för PSK31-modulation för sändning av Varicode kan se ut. (Oscilloskop: Tektronix TDS5104B)
- Figur 12. Ett blockschema av en PSK31-modulator där A/D-konverteringen utförs med pulsbreddsmodulering.
- Figur 13. Ett blockschema av en PSK31-modulator där A/D-konverteringen utförs med hjälp av ett R-2R nätverk och ett lågpassfilter. [48]
- Figur 14. En krets som filtrerar bort höga frekvenser och tillför likspänning.

- Figur 15. Ett R-2R-nätverk [30] och en krets för lågpassfiltrering och addering av likspänning.
- Figur 16. Oscilloskopmätning av bärvågssignalen vid ett ben till en MC1496. Signalen är dämpad för att passa som insignal till komponenten. (Oscilloskop: Tektronix TDS5104B)
- Figur 17. Spektrumanalys av bärvågssignalen på samma ställe som mätningen i figur 16 gjordes. X-axelns skala är: 10,1 MHz per ruta och y-axelns skala är 20 dB per ruta. Signalen som oscilloskopet mottog var ca 300 mV_{p-p}. (Oscilloskop: Tektronix TDS5104B)
- Figur 18. Frekvensanalys från samma kretskort men mätningen är gjord direkt vid oscillatorn. Skalan är samma som i föregående figur. Signalen som oscilloskopet mottog var ca 7 V_{p-p}. (Oscilloskop: Tektronix TDS5104B)
- Figur 19. Ett exempel på hur spektret från en radiosändare kan se ut. Som basbandssignal används en sinusvåg med övertoner.
- Figur 20. Kretsschema för MC1496. [34]
- Figur 21. Balanserad blandare med 12 V enkel spänningsförsörjning. [34]
- Figur 22. Dubbelt balanserad blandare med resonant smalbandsutgång. Bandbredden är 450 kHz för signaler som dämpas mindre än -3 dB . [34]
- Figur 23. Signalspektrum med två sidoband och i övre och undre delen är bärvågen undertryckt medan det i mitten av bilden mottas en kraftig bärvåg. Frekvensen finns i x-axelns riktning och tiden i y-axelns riktning. (Bilden är gjord med programmet DigiPan.)
- Figur 24. Kretsschema för en PSK31-modulator som delvis är baserad på den dubbelt balanserade blandaren som finns i figur 22. [35]
- Figur 25. Undersidan av kretskortet där mikrokontrollern finns.
- Figur 26. Brus som mätts upp över kondensatorn C9 som är kopplad direkt till de ben som används för mikrokontrollerns strömförsörjning. Spänningsskalan är 50 mV per ruta.
- Figur 27. Brus som mätts upp över kondensatorn C20 som är kopplad till den 5 V spänningsförsörjning som är ämnad för mikrokontrollern. Mellan kondensatorn och mikrokontrollern finns filtret L1. Spänningsskalan är 50 mV per ruta.

- Figur 28. Kretskort med PSK31-modulator.
- Figur 29. Kretsschemat visar hur den dubbelt balanserade diodblandaren SBL-1 är uppbyggd. [43]
- Figur 30. SBL-1-blandare som är uppkopplad för PSK31-modulation. [46]
- Figur 31. Kretsschemat för en 29,5 MHz PSK31-modulator som har en SBL-1 som blandare.
- Figur 32. Spektrumanalys av utsignalen från MC1496-modulatore. Bäravåg är undertryckt med ca -15 dB och tredje ordningens sidoband är ca -23 dB svagare än de fundamentala sidobanden.
- Figur 33. Spektrumanalys av utsignalen från MC1496-modulatore. Skalan i x-led är 10,1 MHz per ruta och i y-led är skalan 20 dB per ruta. (Oscilloskop: Tektronix TDS5104B)
- Figur 34. Frekvensanalys av utsignalen från SBL-modulatore med 8 V spänningsförsörjning. Både bäravågen och tredje ordningens sidoband är a 24 dB svagare än de fundamentala sidobanden.
- Figur 35. Frekvensanalys som är av utsignalen från SBL-modulatore med alternativ 5 V spänningsförsörjning (utan spänningsregulator) och lägre amplitud på basbandssignalerna. Bäravågen är undertryckt med 16 dB och sidobanden är 21 dB svagare än de fundamentala.
- Figur 36. Signalspektret av utsignalen från SBL-1 modulatore. Skalan i x-led är 9,77 MHz per ruta och i y-led är den 20 dB per ruta. (Spänningsförsörjning: mellan 5 V och 10 V). (Oscilloskop: Tektronix TDS5104B)

1 INLEDNING

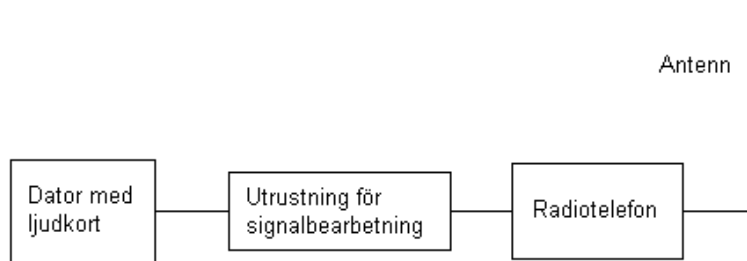
Med hjälp av modulationsmetoden PSK31 kan man göra effektiva radiosändningar på ett mycket smalt frekvensband. Tekniken är allmänt i bruk bland radioamatörer för långdistans realtidskommunikation i form av textmeddelanden som skickas från dator till dator. Ett annat område som tekniken kan användas för är telemetri som betyder fjärrmätning [1]. Ett vanligt exempel på telemetri i Finland är trådlösa termometrar. Telemetri kan användas för att få reda på var en stulen bil befinner sig [2]. Om en mottagare finns i bilen kan man göra motorn fjärrstyrd så att den kan avaktiveras efter det att en radiosignal emottagits. Inom lantbruk finns också exempel på hur telemetri kan komma till nytta: en väderstation kan rapportera viktig information trådlöst som sedan kan användas för att ta beslut angående bevattning. [2] Vattnet i Finlands älvar kan bli till problem då vårfloden kommer om vattenståndet blir så högt att älven svämmar över. En lämplig mätutrustning tillsammans med en PSK31-sändare kunde fungera bra för att rapportera vattenståndet.

För utsändande av information med PSK31 räcker det med en låg effekt så batterier kan användas i en viss utsträckning. En radioamatör har sänt information 5700 km med en sändareffekt på 2,5 W [3]. Signalen som han sände ut hade antagligen det etta sidobandet mera eller mindre undertryckt [4]. För radiosändningar kan tillstånd behövas [5].

Joel Baarman har tidigare gjort som slutarbete i Arcada en apparat som klarade av att sända PSK31 men konstruktionen var inte så väl lämpad för höga frekvenser. Den fungerade bra för att sända på 893 kHz men enligt författaren så kunde man förvänta sig att modulatorens också skulle fungera på frekvenserna 1,8 MHz, 3,5 MHz och 7,1 MHz med en lämplig förstärkare. [6]. Det behövdes en ny konstruktion som skulle vara lämpad för frekvenser upp till åtminstone 29,5 MHz. En dipolantenn har rätt låg förstärkning om den är mycket kortare än våglängden men om man gör våglängden kortare (höjer på frekvensen) eller antennen längre så blir antennförstärkningen bättre

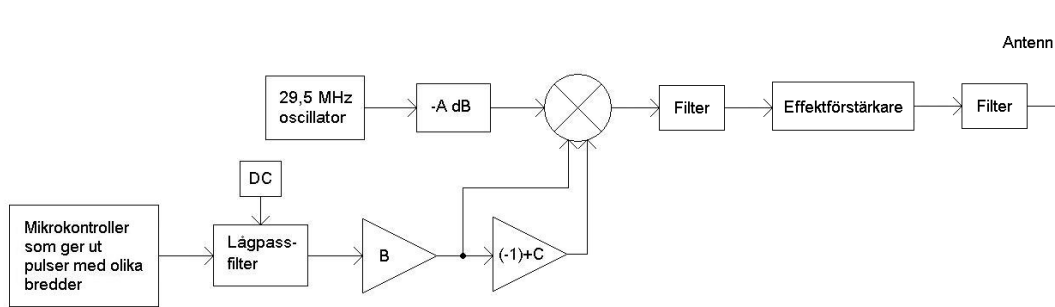
[7]. Hög frekvens kan vara till fördel med tanke på antennlängden. Att sända på frekvenser mellan 5 och 30 MHz har den fördelen att radiosignalen kan gå mycket långt [8]. Signalen har möjlighet att till och med fara jorden runt genom att reflekteras mot jonosfären [8].

Ett traditionellt sätt för PSK31-kommunikation är att använda sig av en dator med ljudkort och en typ av radiotelefon som på engelska kallas för "single sideband transceiver" med en antenn. Utrustning för signalöverföring mellan datorn och radiotelefonen behövs också och utrustning kan också behövas för att bearbeta signalerna. [9] I figur 1 visas ett blockschema över kommunikationsutrustningen. En "single sideband transceiver" kan vara dyr i inköp, priser på över 1000 € är inte ovanliga. En sådan utrustning behöver en hel del elektrisk energi och dessutom tar den stort utrymme och väger mycket.



Figur 1. Traditionell utrustning för PSK31-kommunikation. [10]

Ett alternativt sätt att sända information med PSK31 är att använda sig av bl.a. en mikrokontroller, en bärvågsoscillator, en blandare, tre st. filter, en effektförstärkare och en antenn. Ett blockschema över sändaren visas i figur 2. Om man använder sig av endast en typ av kristaller som t.ex. 29,49120 MHz så brukar det finnas så stora frekvensvariationer mellan dem att det möjlighet för flera sändare att sända samtidigt då en välbyggd PSK31-sändare klarar sig med så smalt frekvensband.



Figur 2. Alternativt sätt för sändning av PSK31. [49]

1.1 Uppgift

Min uppgift som ingenjersstudent blev att förverkliga ett kretskort med en väl fungerande modulator. En sådan behöver ha bra signal- till brusförhållande. Det är en fördel om andra och tredje ordningarnas sidoband hålls svaga för på så sätt används mindre elektrisk energi samtidigt som ett smalare frekvensband upptas vid utsändande av signalen. Två sidoband får existera. När sidoband sänds är det bättre ju svagare bärvågen är. Om modulorn klarar sig med en enkel spänningsförsörjning på 5 V är det till fördel. Modulorn bör testas genom provsändningar och dataöverföringen bör fungera väl.

2 PSK31 KOMMUNIKATION

2.1 Presentation av PSK31

PSK är en förkortning av "phase-shift keying 31 bit/s" och uttrycket innebär att med hjälp av fasbyten så sänds 31 bit/s. Enligt standarden är bithastigheten menad att vara 31,25 bit/s. [14] Den typ av PSK31 som behandlas i detta examensarbete har endast två faslägen så benämningen BPSK31 (binary phase-shift keying 31 bit/s) passar också bra. PSK31 av typen QPSK (quadrature phase-shift keying) existerar också [11]. Bitfelskorrigering används vanligen inte för BPSK31 men för QPSK kommunikation finns det förverkligat [11].

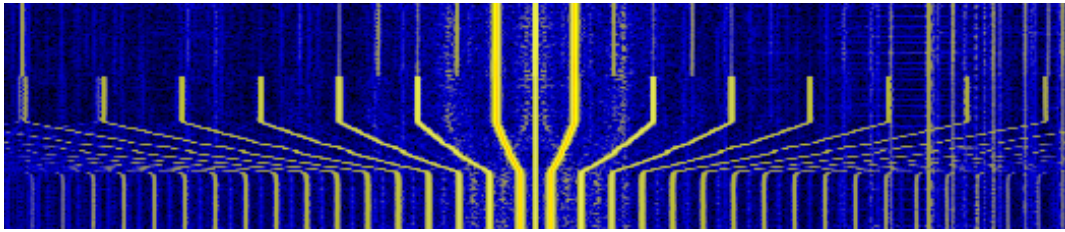
Pawel Jalocho har utvecklade en teknik som kallas för SLOWBPSK [12]. Sedan omarbetades tekniken av en engelsk radioamatör vid namn Peter Martinez [12] och 1998 blev den presenterad för en större skara radioamatörer i Radio Society of Great Britains journal RadCom och välkomnades entusiastiskt av radioamatörer [13]. Martinez har utvecklat tekniken specifikt för kommunikation människor emellan i realtid [14]. Vid sådan kommunikation kan det vara till fördel om det inte uppstår sådana dröjsmål som bitfelskorrigering kan orsaka. Modulationstekniken går under namnet PSK31 [14] och den är mycket smalbandig [12]. För att kunna sända och motta PSK31 kan man använda sig av t.ex. en dator, en lämplig radiotelefon och en del annan lämplig utrustning. Radioutrustning kan användas för att motta PSK31-signaler och ljudet från dem kan matas in till datorns ljudkort och demoduleras och avkodas där med hjälp av mjukvara. Datorn kan även användas för att producera den basbandssignal som radion behöver för utsändande av PSK31. Datorprogram för kommunikation finns tillgängliga gratis på internet för operativsystem som t.ex. Windows XP, Linux och OS X [15]. Bithastigheten som är ca 31,25 bit/s ger användarna goda möjligheter att "chatta" med varandra [16]. Bithastigheten kan härledas från frekvensen 8000 Hz som används i många DSP system och också i många vanliga ljudkort för datorer. Martinez valde 31,25 bit/s för den lätt kunde härledas från

den 8 kHz sampel hastighet som används i många signalprocessorsystem. [14] Om man dividerar 8000 Hz med 256 så får man bithastigheten 31,25 bit/s. Inom PSK31 så sänder man nollor genom att modulera bärvågen med en sinusvåg som har en frekvens på ca $31,25/2$ vilket blir ca 15,625 Hz. Ett fasskifte betyder en nolla. Ettor sänds genom att sända en ren bärvåg utan fasskiften. [16]

2.2 Modulation

Modulation handlar om att ändra åtminstone en egenskap hos en bärvåg för att få en våg som innehåller information [17]. PSK31 är en digital modulationsteknik och med förkortningen menas att fasen byts 31 gånger per sekund. Man kan använda sig av t.ex. två eller fyra olika faslägen. [18] Den typ av PSK31 som Martinez har beskrivit är utvecklad så att man skall kunna ha stor nytta av sändareffekten och kunna klara sig på ett smalt frekvensband [16]. På så sätt kan man sända långt med begränsad uteffekt och många kontakter kan upprätthållas på ett begränsat frekvensband.

”Continuous wave” är beteckningen för en modulationsmetod som är mycket enkel. Den fungerar på så sätt att bärvågen slås av och på men tekniken är inte lika effektiv som BPSK. Vid sändning av BPSK gör man inte långa sändningsuppehåll som i CW (continuous wave) utan istället så utnyttjar man sändareffekten för att sända ut en inverterad bärvåg. På så sätt kan man jämföra en positiv signal före fasskiftet med en negativ signal efter fasskiftet mot att istället som vid CW mottagning ha en bärvåg att jämföra med avsaknad av bärvåg. Att köra ut en bärvåg med jämnstark amplitud och med 180° fasskiften skulle medföra ett kraftigt klickningsbrus. En sådan signal kan man producera genom att använda sig av en fyrkantsvåg som basbandssignal. [16] En fyrkantsvåg innehåller förutom grundtonen också övertoner av udda ordningar som avtar i styrka ju högre ordningarna blir [19].



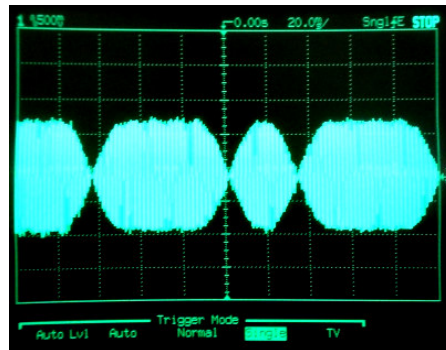
Figur 3. En spektrumanalys. Frekvensen är i x-axelns riktning och tiden i y-axelns riktning. (Bilden är gjord med programmet DigiPan.)

Figur 3 föreställer ett signalspektrum från ett test av en modulator. Överst på bilden har bärvågen modulerats med en sinusvåg och man kan se att bärvågen är undertryckt och att det finns två kraftiga sidoband och dessutom några svaga till. Längre ner i figuren så har bärvågen modulerats med en fyrkantsvåg och ett kraftigt klickningsbrus har sänts ut [16]. Där fyrkantsvågen använts så kan man konstatera att sidobanden av udda ordningar från den tredje ordningen och uppåt har blivit mycket starka medan sidobanden av jämna ordningar har försvagats. Längre ner så har frekvensen på basbandssignalen minskats och sidobanden har blivit tätare. Det är inte bra att sända ut klickningsbrus i luften för bandbredden blir större och på så sätt har färre sändare rum och andra blir lätt störda. Dessutom går det åt mycket energi att sända klickningsbrus.

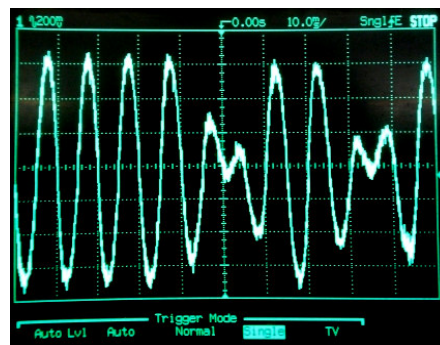
Om man modulerar en bärvågssignal med en sinusvåg på t.ex. 16 Hz så uppstår två st. sidoband som båda är på 16 Hz avstånd från bärvågen eller från den undertryckta bärvågen beroende på hur man blandar signalerna. Detta är ett teoretiskt exempel eftersom det lätt uppkommer övertoner av både 16 Hz signalen och av bärvågssignalen i en fysisk blandare. Övertoner kan uppstå pga. olinearitet i blandaren men kan också finnas i signalerna redan före de matas in till blandaren.

Ovälkomna frekvenspikar kan åtminstone i vissa fall dämpas med filter. Om man gör en maximal filtrering av en CW signal som har jämna mellanrum mellan alla av- och påslag så får man samma signal som om man skulle göra en hundra procentig amplitudmodulation på samma bärvåg. En sådan signal består av en bärvåg och två st. 6 dB svagare sidoband. Om man istället har en signal med 180° fasbyten med jämna mellanrum och filtrerar den maximalt så får man två st. sidoband och en undertryckt

bärvåg. [14] Samma typ av signal kan man få t.ex. genom att mata in en 29,5 MHz sinusvåg och en 16 Hz sinusvåg till en enkelt eller dubbelt balanserad blandare [20].



Figur 4. Signal från en PSK31-modulator. Som "bärvågssignal" har en sinusvåg på 1 kHz använts. (Oscilloskop: Hewlett Packard 54600A 100 MHz)



Figur 5. Signal från en PSK31-modulator. Som "bärvågssignal" har en sinusvåg på 100 Hz använts. (Oscilloskop: Hewlett Packard 54600A 100 MHz)

Figurerna 4 och 5 visar oscilloskopmätningar som har gjorts av två olika utsignaler från en PSK31-modulator. En signalgeneratoren har använts för att generera en "bärvågssignal" med hög frekvens (figur 4) för att ge en översikt och en med låg frekvens också (figur 5) för att ge en tydligare bild av fasskiftena. I båda figurerna sker fasskiften där signalamplituden närmar sig noll.

2.3 Demodulation

En BPSK31-signal kan man motta, demodulera och avkoda genom att först ta emot signalen med en lämplig radio som t.ex. en Sangean ATS 909 som är inställd på USB (upper side band) eller LSB (lower side band). Sedan kan ljudsignalen matas in till en dator för demodulering med hjälp av en lämplig mjukvara. Det finns flera olika program tillgängliga för demodulering och avkodning av PSK31 och vissa av dem är gratis. Ett exempel på ett bra gratisprogram är DigiPan. Alla program för PSK31-demodulering är inte ämnade för kommersiellt bruk.

En PSK31-signal innehåller både amplitudvariation och fasskiften. Ett sätt att demodulera en PSK1-signal är att fördröja den med tiden för en bit och jämföra signalen som är utan fördröjning med den fördröjda signalen. Om ett fasskifte har skett så handlar det om att jämföra en sinusvåg med en inverterad dito men om inget fasskifte har skett så handlar det om att jämföra en sinusvåg med fortsättningen på densamma. För att underlätta avkodningen så kan amplitudvariationerna användas för synkronisera mottagaren till den inkommande signalen. Med hjälp av information om när man kan förvänta sig fasskiften så kan samplingen göras vid rätta tillfällen. Om det är ett avbrott i informationsöverföringen så kan man försäkra sig om att mottagaren och sändaren hålls synkroniserade genom att sända nollor. [14]

2.4 Varicode

Tekniken för kodning av tecken som används i PSK31 kallas för "Varicode" och har skapats av Peter Martinez. När Peter förklarar Varicode i en artikel så hänvisar han till kodningssättet som en logisk utvidgning av Morse koden. Det kortaste teckenkoden i Varicode är en enkel etta och vid avkodning blir den ett mellanslag. Alltid före och efter ett tecken sänds minst två st. nollor. Den nästkortaste koden är 11, sedan kommer 101 och 111. Det finns tre koder som består av fyra st. tecken vardera: 1011, 1101 och 1111 men inte 1001 som är två koder eftersom det finns två st. åtskiljande nollor mitt i. 1011 avkodas till "a", 1101 till ett "i", 1111 till ett "n" och "1001" eller "00100100" till två st. mellanslag. Inne i en kod kan inte finnas mer än en nolla åt gången och alla tecken

börjar och slutar med en etta. Tecken som används ofta i engelsk text har fått kortare bitsträngar och tecken som används mera sällan har fått längre bitsträngar. [14] Då Varicode är anpassat till engelsk text [14] så kan man anta att komprimering av texter på andra språk inte behöver fungera lika effektivt. Enligt ett test som gjorts så behövdes det i medeltal 6,5 bitar per tecken och då är dubbelnollorna som åtskiljer tecknena inkluderade [21]. I figur 11 visas två basbandssignaler för Varicode.

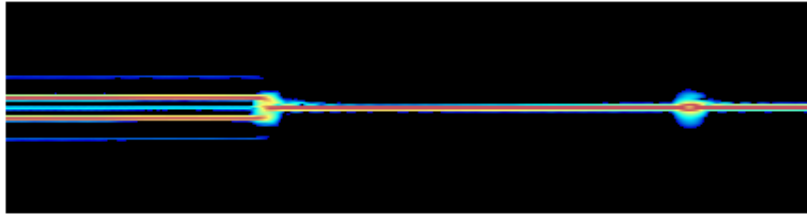
2.5 Frekvensspektrum

Formeln för multiplikation av två cosinussignaler beskriver hur en perfekt (teoretisk) dubbelt balanserad blandare fungerar:

$$(V_1 \sin \omega_1 t)(V_2 \sin \omega_2 t) = \frac{1}{2}(V_1 V_2)(\cos[\omega_1 - \omega_2]t - \cos[\omega_1 + \omega_2]t) \quad [50]$$

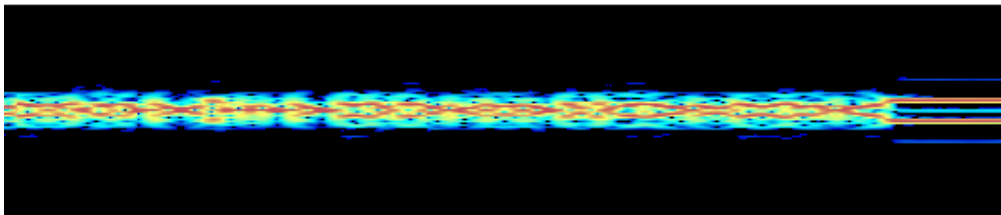
$$(2\pi f = \omega)$$

I praktiken är dock inte blandare helt perfekta utan även andra frekvenser kommer med i utsignalen [22]. För att få fasskiften så blandar man bärvågssignalen med en sinusvåg av lägre frekvens i en enkelt eller dubbelt balanserad blandare och då undertrycks bärvågssignalen och två sidoband uppstår. I utsignalen kan t.ex. den andra och den tredje övertonen av bärvågen komma med och även extra sidoband som t.ex. $f_{\text{bärvåg}} + 3f_{\text{basbandssignal}}$, $f_{\text{bärvåg}} - 3f_{\text{basbandssignal}}$, $f_{\text{bärvåg}} + 5f_{\text{basbandssignal}}$ och $f_{\text{bärvåg}} - 5f_{\text{basbandssignal}}$. Hur starka bärvågens övertoner och de extra sidobanden blir beror både på om det finns betydande övertoner i de ursprungliga insignalerna och i så fall hur starka de är och dessutom beror det på vad som händer med signalerna efter att de matats in till blandaren [22]. Om basbandssignalen matas in till basen på en transistor kan en liten amplitud ge en mycket linjär utsignal (svaga övertoner) medan en hög amplitud kan komma in på transistorn olinjära områden och få starka övertoner [19].



Figur 6. Spektrumanalys av en emottagen radiosignal. Tiden är i x-axelns riktning och frekvensen i y-axelns riktning. Analysen är gjord med programmet Spectrogram v. 5.1.7.

Figur 6 visar analysen av en signal som sänts från en den modulator som presenteras i figur 24. Ingen Varicode har emottagits. Längs till vänster i figuren visas en rad av mottagna fasskiften och enligt spektrumanalysen så består signalen av en undertryckt bärvåg, två fundamentala sidoband och två sidoband av tredje ordningen. Längre till höger visas en mottagen bärvåg (inga fasskiften) och ännu lite längre till höger visas ett (1) fasskifte och fortsättningen är en bärvåg utan fasskiften. På det område där två sidoband finns och bärvågen är undertryckt så har kontinuerliga fasskiften sänts på så sätt att bärvågen modulerats med en sinusvåg på ca 16 Hz. Då endast bärvågen syns så har en likspänning matats in som basbandssignal och inga fasskiften har då heller skett. När ett fasskifte sändes blev spektret tillfälligtvis bredare. I figur 11 visas en bild av två basbandssignaler och då de korsar varandra så byts fasen



Figur 7. Spektrumanalys av en emottagen radiosignal. Tiden är i x-axelns riktning och frekvensen i y-axelns riktning. Analysen är gjord med programmet Spectrogram v. 5.1.7.

I figur 7 syns från vänster en spektrumanalys av emottagen Varicode och längst till höger i figuren finns analys av en rad fasskiften. I figur 11 visas två basbandssignaler för Varicode.

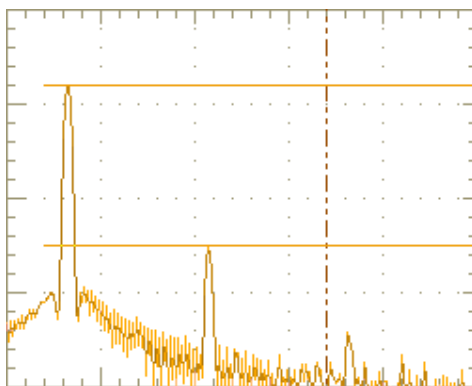
2.6 Problem med övertoner

Vid användning av blandare uppstår ofta övertoner som är multiplar av grundtonerna. Då basbandssignalens grundton och övertoner blandas med bärvågssignalen så uppstår sådana intermodulationsprodukter som också kan kallas för sidoband. Basbandssignalen blandas också med eventuella övertoner av bärvågssignalen så att sidoband uppstår runt multiplar av bärvågssignalen. Om man använder sig av en MC1496 som är en typ av Gilbert cell blandare och matar in så svag bärvågssignal till transistorerna att de arbetar inom ett mycket linjärt område så kan övertoner av bärvågssignalen i utsignalen hållas mycket svaga [19]. Det finns dock nackdelar med att mata in en så svag bärvågssignal till en MC1496: förstärkningen minskar (svagare sidoband) och amplitudvariationer i utsignalen kan uppstå. Om man matar in en fyrkantvåg som bärvågssignal till en MC1496 så minskar den andra övertonen av bärvågssignalen vid utgångarna. [19]



Figur 8. Frekvensanalys av utsignalen från en blandare. (Oscilloskop: Hewlett Packard 54600A 100 MHz)

På oscilloskopbilden i figur 8 syns en frekvensanalys av utsignalen från en balanserad diodblandare. Man kan se två starka sidoband och bredvid dem så kan man se frekvenspikar som tyder på att sidoband av tredje och femte ordningen också finns med. Sidoband utöver de fundamentala gör att signalen tar upp extra bandbredd och att förstärkaren drar mera ström vid sändning.



Figur 9. Spektrumanalys av en basbandssignal från en PSK31-modulator. Grundtonen (ca 15 Hz), den tredje övertonen (ca 46 Hz) och den femte övertonen (ca 77 Hz) syns tydligt. Grundtonen är 34 dB starkare än den tredje övertonen. (Oscilloskop: Tektronix TDS5104B)

I figur 9 visas en basbandssignal från en PSK31-modulator. Den är ämnad att vara sinusformad men som spektrumanalysen visar är inte signalen en ren 15 Hz sinusvåg. Basbandssignalen innehåller ingen Varicode för det enda som sänds är fasskiften. Den är gjord med en ungefär likadan krets som den som visas i figur 24. Om signalen används som basbandssignal i en vanlig blandare så ger alla tre tonerna upphov till två sidoband var, alltså tre sidoband med högre frekvens än bärvågssignalen och tre med lägre frekvens. För att hålla extra och onödiga sidoband i utsignalen svaga så är det viktigt att man har en relativt ren basbandssignal. För åtminstone MC1496-blandare gäller också att vågen behöver ha en lämplig amplitud för blandartypen fungerar på så sätt att även om man matar in en relativt ren sinusvåg så uppkommer starka övertoner om vågen har så hög amplitud att den inte kan förstärkas linjärt [38].

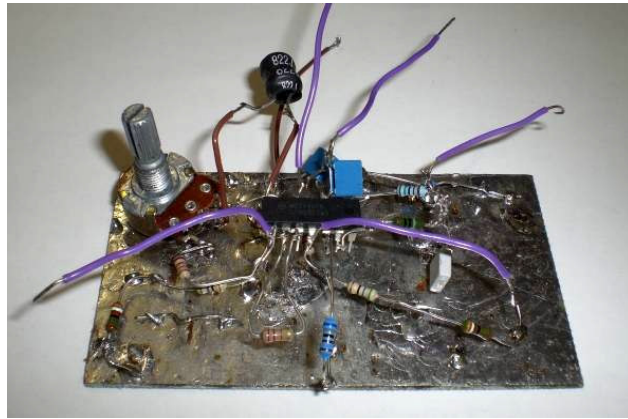
3 TESTKOPPLINGAR

Vid radiobyggande kan det vara svårt att veta hur kretsen skall göras för att slutresultat skall bli bra. Det finns olika sätt att göra testkopplingar. Det kan vara till stor fördel att använda sig av ett sådant sätt att bygga en krets att uppbyggandet av den går relativt fort, att det går lätt att göra eventuella förändringar i den och att det är lätt att utföra mätningar i den.

Att koppla upp en krets på kopplingsdäck är ett bra sätt att få en lågfrekvent krets testad. Komponenter avsedda för ytmontering går att använda på kopplingsdäck om man löder fast trådar i komponenten för att kunna sticka ner den eller om man löder fast komponenten i en lämplig sockel. I kopplingsdäck finns en hel del strökapacitanser så de behöver inte fungera så bra för kretsar med höga frekvenser, dessutom ger långa ledare induktans och då komponenterna och trådarna inte är fastlödda finns det extra resistans [23]. Kontaktresistansen i kopplingsdäck kan ge problem vid DC [23].

Ett bra alternativ för att koppla upp en krets är att ta ett oetsat kretskort och använda det som jordplan [24]. Aceton kan användas för att få bort lack och fluss för att förbättra lödbarheten [25]. För att hindra kopparn från att ärgas så kan man förtenna den. Komponenter med långa ben så som vanliga resistorer och dioder kan lödas fast upprättstående på kretskortet. Det ben som skall lödas fast kan med fördel böjas så att det blir till en passlig fot och på så sätt blir det lättare att få komponenten stadigt fäst. Den ända av komponenten som står upp är det bra att kröka för att få den starkare fastlödd till andra komponenter. [26] En stor fördel med denna metod att bygga kretsar är att den är så snabb. Att bygga på detta sätt är också ett sätt att lära sig hur kretsen fungerar. Ledarna i kretsen kan man göra korta för att minska på induktansen. [24] Detta sätt att bygga gör också att strökapacitanser blir mycket små [26]. Man kan starta lödandet genom att böja ett komponentben 90°. Sedan löder man fast lite tenn på kretskortet och efteråt löder man fast komponenten [24]. En IC-krets kan läggas fast upp och ner med jordkontakten böjd så att den rör vid jorden [24]. Om det inte finns tillräckligt med komponenter som skall jordas för att få en stabil struktur kan man göra

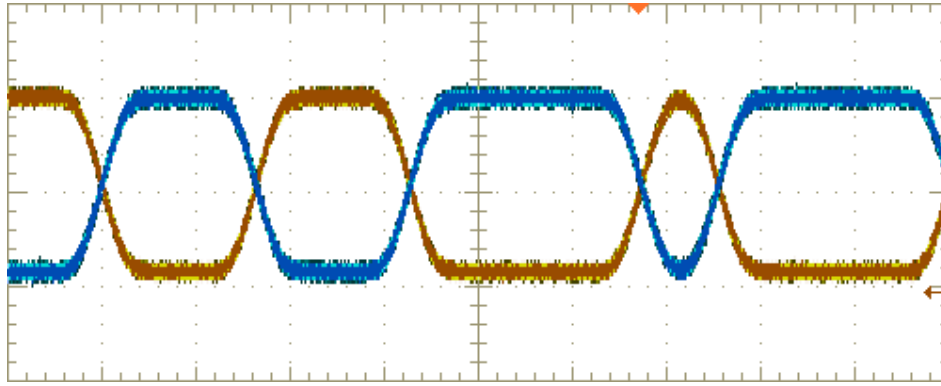
en extra koppling till jordplanet genom att löda fast en komponent med mycket stor resistans [26]. I figur 10 syns en testkoppling. Några trådar står ut från kopplingen vilket underlättar fastkopplande av krokodilklämmor. Inget av IC-kretsens ben är fastlödda direkt till kretskortet utan IC-kretsen är fäst till andra komponenter som behövs för kretsfunktionen.



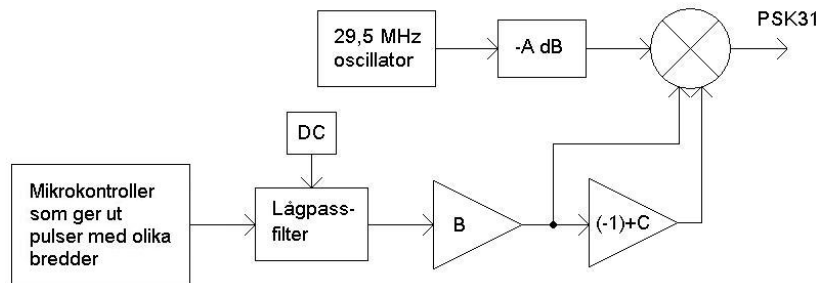
Figur 10. En krets som innehåller bl.a. en potentiometer och en MC1496. Uppkopplingssättet kallas för bl.a. "ugly construction" [27].

4 FÖRVERKLIGANDE AV PSK31

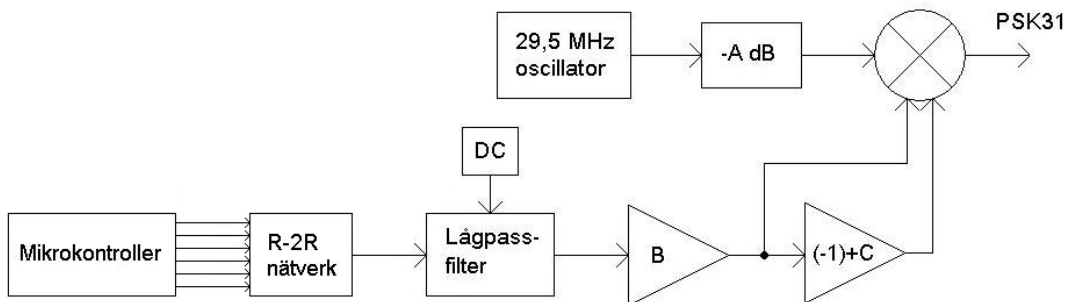
För att få fram en PSK31-signal behövs en blandare och den kan vara antingen passiv (klarar sig utan spänningsförsörjning) eller aktiv (behöver spänningsförsörjning). Dessutom behövs en oscillator och eventuellt elektronik som kan dämpa eller förstärka oscillatorns utsignal för att få fram en lämplig bärvågssignal. I en tabell kan man avläsa digitala bitsträngar för olika tecken men för att kunna använda en bitsträng för PSK31 så behöver den konverteras till en analog basbandssignal. Digital till analog konvertering kan göras på olika sätt och ett av dem är pulsbreddsmodulering och ett annat är att ha ett R-2R-nätverk med ett antal ingångar dit man matar in höga eller låga signaler för att få en lämplig utsignal [47]. I både D/A-konvertering med hjälp av pulsbreddsmodulering och R-2R-nätverk ingår lågpassfiltrering. Likspänning kan också behöva adderas till signalen för att få den inmatad till en förstärkare. En annan basbandssignal kan också vara bra att ha och då av sådan typ att den är den andras invers förutom vad gäller likspänningskomponenten som behöver ha samma polaritet som i den ursprungliga signalen. En sådan signal kan göras med hjälp av en inverterande operationsförstärkarkoppling. Det behöver vara möjligt att variera den ena basbandssignalens likspänningskomponent för att kunna minimera bärvågsgenommatningen. Figur 11 visar två basbandssignaler som gjorts genom pulsbreddsmodulering och för övrigt som nämnts ovan. I detta examensarbete har pulsbreddsmodulering implementerats och ett blockschema för en PSK31-modulator med pulsbreddsmodulering finns i figur 12. Ett blockschema för en PSK31-modulator med hjälp av ett R-2R-nätverk finns i figur 13.



Figur 11. Oscilloskopbild som visar hur två basbandssignaler för sändning av Varicode med PSK31-modulation kan se ut. (Oscilloskop: Tektronix TDS5104B)



Figur 12. Ett blockschema av en PSK31-modulator där A/D-konverteringen utförs med pulsbreddsmodulering.



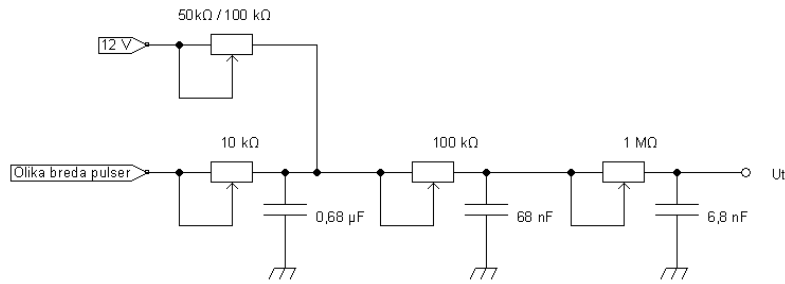
Figur 13. Ett blockschema av en PSK31-modulator där A/D-konverteringen utförs med hjälp av ett R-2R nätverk och ett lågpasfilter. [48]

4.1 D/A-konvertering

Informationen som skall sändas från mikrokontrollern finns lagrad som digitala ettor och nollor och behöver omvandlas till en analog signal. Eftersom bandbredden är menad att vara ca 31,25 bit/s och man tänker använda sig av en dubbelt balanserad blandare så räcker det med en så låg frekvens som ca 15,625 Hz för basbandssignalen eftersom fasen byts vid både sinus 0 och sinus π .

4.1.1 D/A-konvertering genom pulsbreddsmodulering

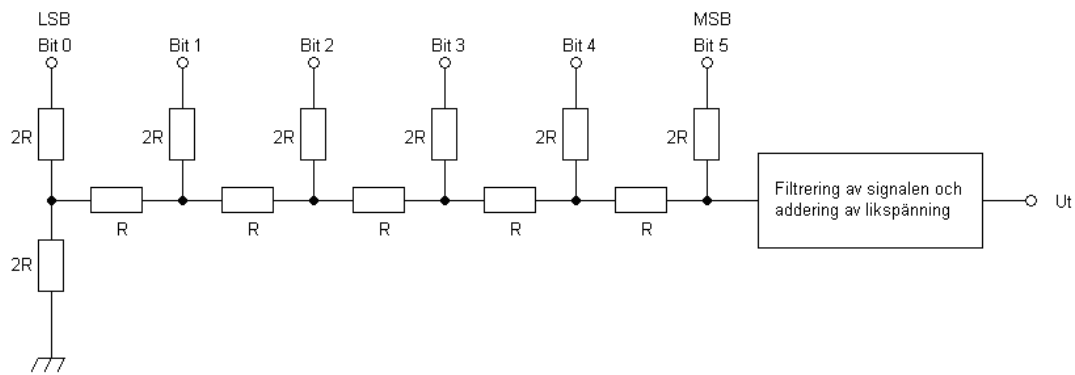
Pulsbreddsmodulering kan göras på så sätt att en mikrokontroller ger ut elektriska pulser med varierande längd som sedan filtreras med ett trestegs RC-lågpassfilter. Filtret är uppbyggt av tre trimpotentiometrar och av tre kondensatorer på det sätt som visas i figur 14. Trimpotentiometrarna har motstånden: 10 k Ω , 100 k Ω och 1 M Ω och är kombinerade med kondensatorer som har kapacitanserna: 0,68 μ F, 68 nF och 6,8 nF. Om filtret är felinställt och 15 Hz signalen dämpas för mycket så blir signalen förvrängd. Om de höga frekvenserna slipper igenom så lämnar det istället en pulserande komponent som sedan ger upphov till extra sidoband om den matas in till blandaren. En räknare på internet (<http://www.pronine.ca/rccir.htm>) har använts för att räkna ut riktvärden för kondensatorernas storlekar. Mikrokontrollerns utimpedans har inte tagits med i filterberäkningarna. För övrigt är motståndet i t.ex. steg två tio gånger större än motståndet i steg ett som på så sätt inte belastas så mycket. Ju flera steg ett filter har desto brantare blir dämpningskurvan förutsatt att amplitudhalveringen sker på samma frekvens i alla steg. En trimpotentiometer har lagts till för att tillföra mera likspänning till basbandssignalen vilket kan behövas om man vill mata in signalen till en operationsförstärkare. Figur 14 visar en krets för lågpassfiltrering och likspänningstillförel.



Figur 14. En krets som filtrerar bort höga frekvenser och tillför likspänning.

4.1.2 D/A-konvertering genom ett R-2R-nätverk och filtrering

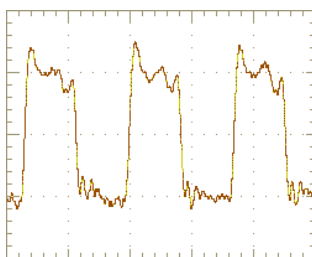
R-2R D/A konvertering är alternativt sätt att göra en digital till analog konvertering. För att förverkliga D/A-konvertering med hjälp av ett R-2R-nätverk så behövs motstånd av två olika storlekar och den ena sorten skall vara dubbelt större än den andra. Motstånden behöver vara precis matchade men själva värdet på R har inte samma betydelse. [28] En nackdel med sättet att konvertera är att så många motstånd behövs. Man behöver minst dubbelt fler motstånd än vad antalet bitar är [29]. R-2R-nätverket i figur 15 är gjord för sex bitar och det har tolv motstånd. För att få en bra basbandssignal så behövs även ett filter och dessutom kan extra likspänning behöva tillföras om signalen skall matas in till en förstärkare.



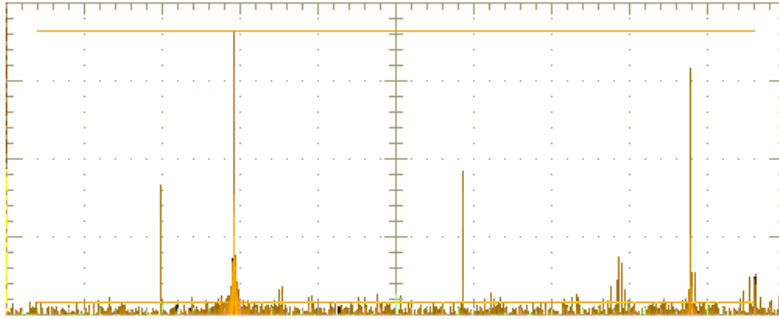
Figur 15. Ett R-2R-nätverk [30] och en krets för lågpasfiltrering och addering av likspänning.

4.2 Bär vågssoscillator

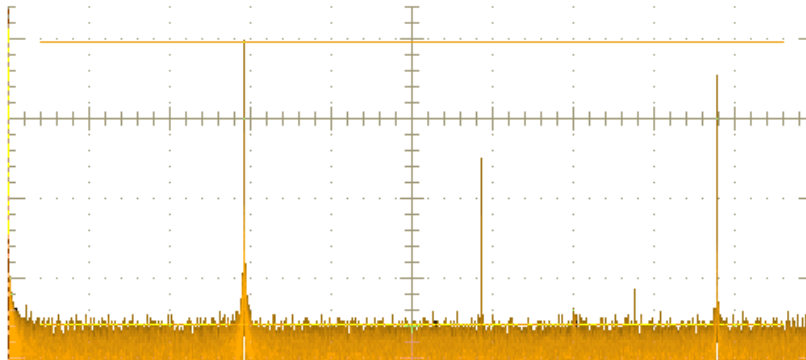
Bär vågssignalen genereras med en 29,49120 MHz oscillator från Golledge i England. Oscillatorerna är ämnade för temperaturer mellan -10°C och $+70^{\circ}\text{C}$. [31] Utsignalen från oscillatoren är ganska fyrkantig vid låg belastning men om belastningen ökar så ändrar också signalens utseende. De kristaloscillatorer som valts för detta projekt har specificerade frekvenser på $29,49120 \pm 100\text{ppm MHz}$ [31]. Att alla inte har exakt samma frekvens gör det möjligt att sända med fler än en sändare samtidigt. Tre oscilloskopmätningar har gjorts på en variant av det MC1496-modulatorkretskort som presenteras i figur 24 och 28 (små förändringar har gjorts). Mätningarna presenteras i figur 16, 17 och 18. Figur 16 visar en dämpad signal vid ingången till frekvensblandaren (MC1496:s ben 10). I figur 17 visas en frekvensanalys vid samma ingång. I figur 18 visas en frekvensanalys direkt vid oscillators utgång på samma kretskort som de två tidigare analyserna är gjorda på. I frekvensanalyserna kan man tydligt se grundtonen som är 29,5 MHz och även den andra och den tredje övertonen (59 MHz och 88,5 MHz). Speciellt för figur 17 är att oscilloskopet har uppfattat en 20 MHz signal som inte uppfattats när analys gjordes direkt vid oscillatoren. I figur 17 och 18 är signal till brusförhållandet ca 70 dB för 29,5 MHz piken.



Figur 16. Oscilloskopmätning av bär vågssignalen vid ett ben till en MC1496. Signalen är dämpad för att passa som insignal till komponenten. (Oscilloskop: Tektronix TDS5104B)



Figur 17. Spektrumanalys av bärvågssignalen på samma ställe som mätningen i figur 16 gjordes. X-axelns skala är: 10,1 MHz per ruta och y-axelns skala är 20 dB per ruta. Signalen som oscilloskopet mottog var ca 300 mV_{p-p}. (Oscilloskop: Tektronix TDS5104B)



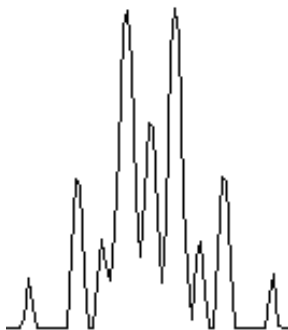
Figur 18. Frekvensanalys från samma kretskort men mätningen är gjord direkt vid oscillatorn. Skalan är samma som i föregående figur. Signalen som oscilloskopet mottog var ca 7 V_{p-p}. (Oscilloskop: Tektronix TDS5104B)

4.3 Förverkligande av två typer av PSK31-modulatorer

Det finns olika sätt att blanda en basbandssignal och en bärvåg för att få fram en PSK31-signal. Det är till fördel om modulorn kan byggas så att den kan köras med en enkel spänningsförsörjning på 5V. Det är viktigt att en modulator som skall användas för radiosändningar kan producera två starka fundamentala sidoband samtidigt som bärvågen och sidoband av andra, tredje och högre ordningar bör hållas svaga. Två sinussignaler kan multipliceras med varandra och produkterna blir som följande formel beskriver:

$$(V_1 \sin \omega_1 t)(V_2 \sin \omega_2 t) = \frac{1}{2}(V_1 V_2)(\cos[\omega_1 - \omega_2]t - \cos[\omega_1 + \omega_2]t) \quad [50]$$

Formeln ovan representerar ett teoretiskt idealfall: att man får två sidoband och inget mer. Den första produkten i formeln är det nedre sidobandet och den andra produkten är det övre sidobandet. Övertoner av både basbandssignalen och bärvågssignalen och dessutom intermodulationsprodukter mellan dem brukar komma med i utsignalen från en fysisk blandare. I figur 19 visas en undertryckt bärvågssignal i mitten och intermodulationsprodukter mellan bärvågen och basbandssignalens grundton och övertoner av andra, tredje och femte ordningarna.



Figur 19. Ett exempel på hur spektret från en radiosändare kan se ut. Som basbandssignal används en sinusvåg med övertoner.

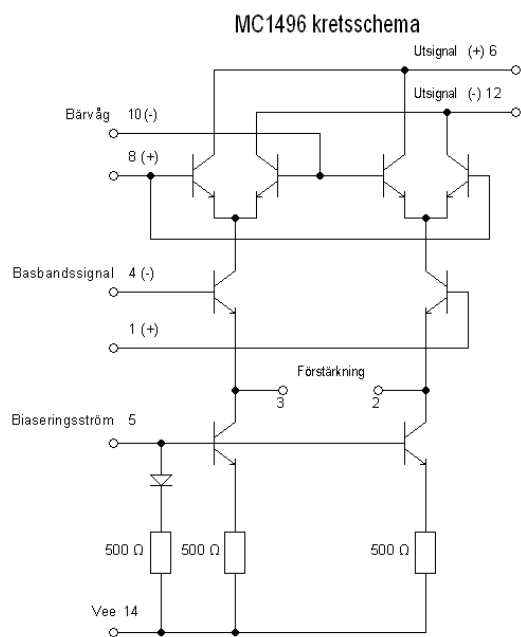
För att få en modulator inställd så att den ger ett bra spektrum så går det att sända ut en radiosignal från den och ta emot den med en radio och mata in ljudet till en dator. I datorn kan man använda t.ex. gratisprogrammet "Spectrogram" för att analysera spektret av den mottagna signaler samtidigt som man gör justeringar i modulatorkretsen.

4.3.1 PSK31-modulator med en MC1496-blandarkoppling

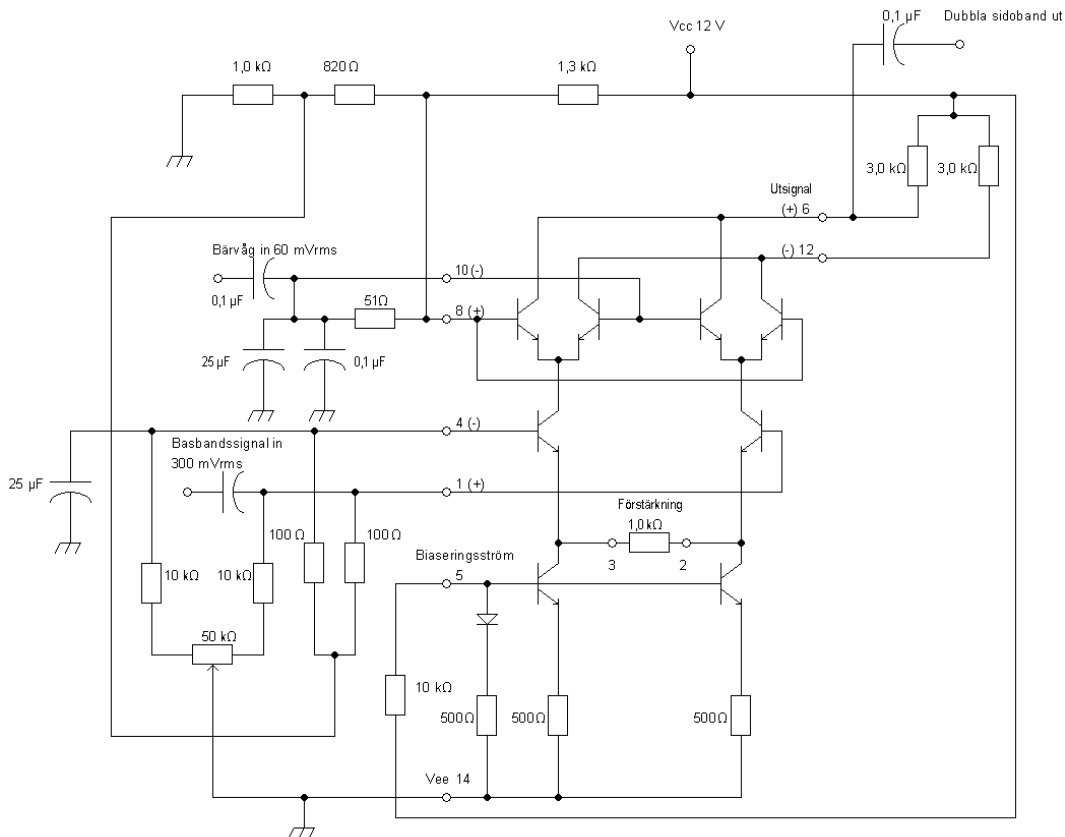
MC1496 är en blandare av Gilbert Cell typ [33]. Den säljs bl.a. på Partco i Helsingfors (7.10.2009). En MC1496 kan användas bl.a. för att göra en balanserad och en dubbelt balanserade blandare [34]. På frekvensen 10 MHz kan man med komponenten få en bärvåg som är undertryckt med -50 dB och vid 30 MHz kan man uppnå en undertryckning på ca -40 dB [34]. Vid byggande av en PSK31-modulator kan man dra nytta av att förstärkningen kan regleras i den differentialförstärkare till vilken basbandssignalen matas [35]. Förstärkningen är beroende på hur stort motstånd som finns mellan ben två och tre. Det finns även instruktioner för ungefär hur stor basbandssignal som kan matas in om man vill hållas inom förstärkarens relativt linjära område. Vid ett test som beskrivs i närmare detalj i databladet så gav en basbandssignal på $100 \text{ mV}_{\text{rms}}$ en undertryckning av tredje ordningens sidoband med -60 dB medan en basbandssignal på $700 \text{ mV}_{\text{rms}}$ gav en undertryckning på endast -30 dB. Den andra ordningens sidoband varierade mellan -70 dB och -50 dB. [34] Fenomenet är typiskt för förstärkare med bipolära transistorer, om man matar in en för stark sinusvåg så förstärks den inte linjärt utan formen förvrängs på så sätt att övertoner uppkommer eller förstärks. Den nedre differentialförstärkaren (den för basbandssignalen) körs i linjärt läge inom de flesta användningsområdena [19]. Det går att koppla upp en MC1496 på så sätt att varken någon transformator eller kondensator behövs för inmatning av basbandssignalen [19].

En MC1496 innehåller åtta aktiva transistorer och ett kretsschema för den integrerade kretsen finns i figur 20. Transistorerna behöver få arbeta inom ett visst spänningsområde och för att åstadkomma det för de översta två paren så kan man koppla deras baser till en spänningsdelare. Det rekommenderas att man har minst 2,0 V mellan en transistors kollektor och bas. [34] Från bas till emitter faller spänningen en

del också, antagligen ca 0,75 V [36]. Om man räknar ihop alla spänningsfallen och även räknar med att det behöver finnas rum för spänningsvariation där basbandssignalen matas in så kan man konstatera att rätt så hög spänning behövs vilket kan vara till nackdel.

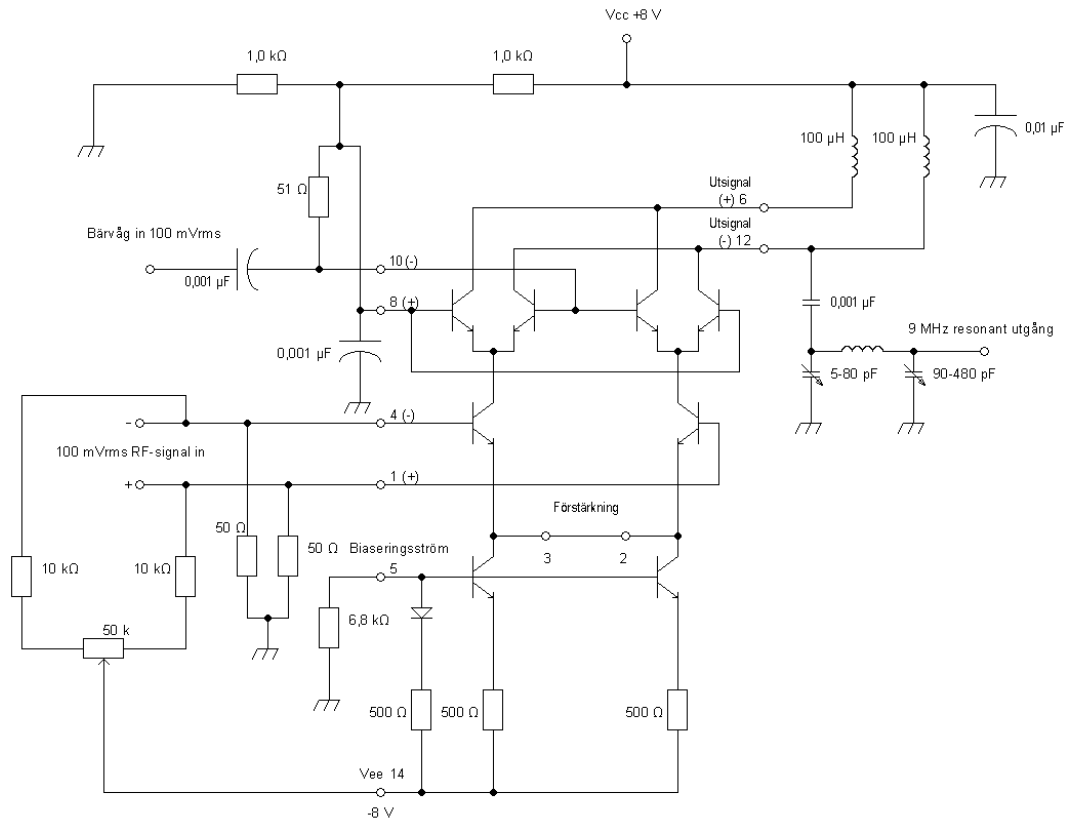


Figur 20. Krettschema för MC1496. [34]



Figur 21. Balanserad blandare med 12 V enkel spänningsförsörjning. [34]

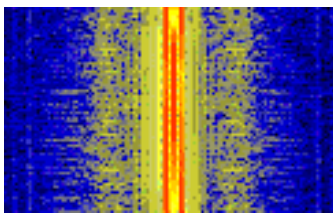
I figur 21 finns ett kretsschema som beskriver ett sätt att koppla upp en MC1496. Kretsen beskrivs som en balanserad blandare jämfört med kretsen i figur 22 som kallas för dubbelt balanserad blandare [37]. Som spänningsförsörjning för den enkelt balanserade blandaren räcker 12 V jämfört med den dubbelt balanserade blandaren som behöver två 8 V spänningskällor eller en 16 V spänningskälla och en 8 V spänningsregulator [37]. Man kan konstatera att den dubbelt balanserade blandaren har en kondensator från V^+ till jord medan den balanserade inte har någon sådan. Enligt kretsschemat för den balanserade blandaren skall basbandssignalen matas in genom en kondensator vilket gör att en signal som ibland har långa likspänningar blir förvrängd. [37] Eventuellt kan det gå att ändra på kretsen och få den att fungera med likspänning som basbandssignal genom att ta bort kondensatorerna från ben ett och fyra och mata in basbandssignalerna med tillräckligt hög likspänningskomponent direkt till ben ett (1) och fyra (4) på MC1496.



Figur 22. Dubbelt balanserad blandare med resonant smalbandsutgång. Bandbredden är 450 kHz för signaler som dämpas mindre än -3 dB. [34]

I figur 22 visas hur man kan koppla upp en MC1496 för att få en dubbelt balanserad blandare. Före signalutmatningen finns ett bandpassfilter som har bandbredden 450 kHz för signaler som dämpas mindre än 3 dB. Till blandaren kan man mata in basbandssignalen utan att behöva köra den genom någon kondensator.

Det är bäst om den negativa spänningsförsörjningen till en MC1496 är endast DC och genom att koppla en spole mellan spänningskällan och IC-kretsen så kan de interna strömkällorna bli stabilare [38].



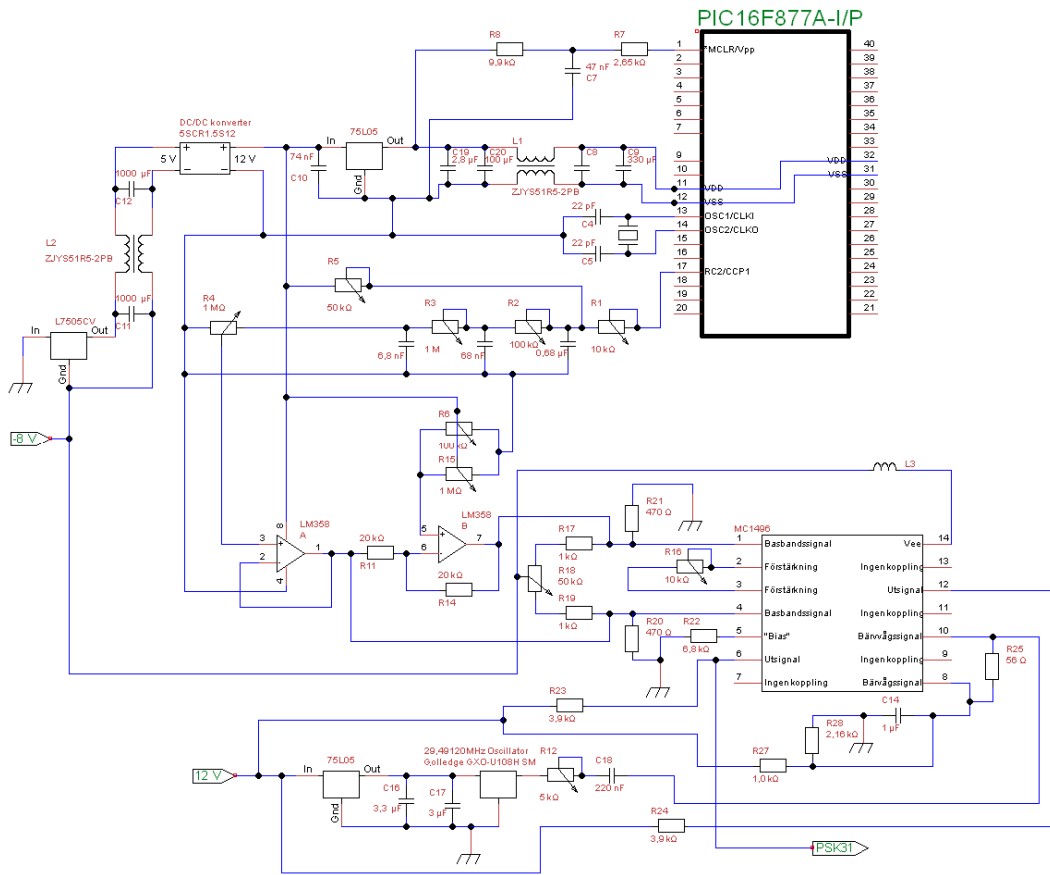
Figur 23. Signalspektrum med två sidoband och i övre och undre delen är bärvågen undertryckt medan det i mitten av bilden mottas en kraftig bärvåg. Frekvensen finns i x-axelns riktning och tiden i y-axelns riktning. (Bilden är gjord med programmet DigiPan.)

Figur 23 visar en frekvensanalys av en mottagen radiosignal från en MC1496-modulatorkrets. En signal med en sinusvåg och en ställbar likspänningskomponent har använts som basbandssignal. I övre och nedre kanten av bilden så har likspänningskomponenten varit liten och två starka sidoband syns. I mitten av bilden mellan den övre och nedre kanten har likspänningskomponenten varit så stor att ingen växelspanning funnits i basbandssignalen och där har också bärvågen kraftigt sänts ut. Då likspänningskomponenten blev för stor så slutade informationsöverföringen att fungera. Att sända bärvåg då ingen sådan behövs då tar också extra energi. För att undvika att störande bärvåg sänds ut från PSK31-modulatorn så kan man analysera spektret av utsignalen samtidigt som man justerar likspänningskomponenten i basbandssignalen för att få så svag bärvågsgenommatning som möjligt. Sedan kan man även justera den potentiometer som hör till själva blandaren och som i figur 24 kallas för R18 för att om möjligt få bärvågsgenommatningen ännu svagare. En potentiometer med samma typ av funktion finns också i figur 21 och 22.

Det går att köra de övre differentialförstärkarna i ett relativt linjärt läge (svag insignal) eller i olinjärt läge (starkare insignal). För att hålla bärvågssignalen inom det linjära området behöver den vara under ca 15 eller 20 mV_{rms}. Genom att mata in en svag signal till förstärkarna så kan det hållas relativt linjär också i utsignalen och man slipper starka övertoner i utsignalen. En nackdel med att använda en svag bärvågssignal är att man får svaga sidoband. [19] Genom att justera bärvågssignalens styrka så kan man också påverka hur bra undertryckt bärvågen är i förhållande till sidobanden i utsignalen . Enligt databladet är en 500 kHz bärvåg bäst undertryckt om den matas in med en

spänning på ca $30 \text{ mV}_{\text{rms}}$ till $100 \text{ mV}_{\text{rms}}$ medan en 10 MHz bärvåg är bäst undertryckt om den matas in med en styrka på ca $160 \text{ mV}_{\text{rms}}$. [34] För övriga frekvenser kan man pröva sig fram genom att analysera spektret av utsignalen samtidigt som man ställer om amplituden.

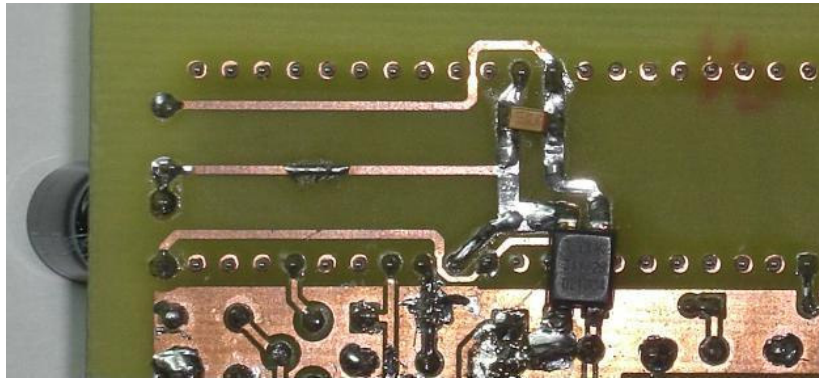
En bärvågssignal med hög frekvens slipper lättare igenom en MC1496 än en bärvågssignal med låg frekvens. Hur lätt bärvågen slipper igenom beror också på hurudant kretskort man gör för blandarkopplingen. Om man har mycket korta avstånd mellan olika ledande ytor så slipper höga frekvenser lättare över där än vad låga frekvenser gör. Om man har hög frekvens är det särskilt viktigt att avstånden mellan ledarna för bärvågsinmatning och utsignal i kretskortet är stort. [39] Det är kapacitanserna som finns mellan ledande ytor som släpper igenom elektriska signaler och kortare avstånd betyder större kapacitanser.



Figur 24. Krettschema för en PSK31-modulator som delvis är baserad på den dubbelt balanserade blandaren som finns i figur 22. [35]

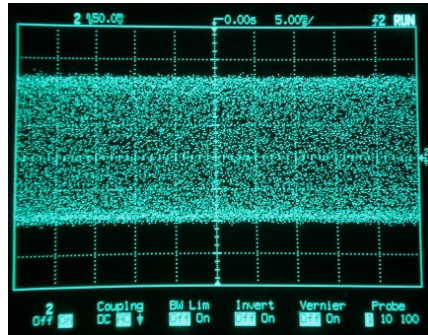
I figur 24 presenteras en PSK31-modulator. Det går att reglera basbandssignalens amplitud genom att ställa om vissa trimpotentiometrar som t.ex. R4. I kretsen finns två st. trimpotentiometrar för att variera likspänningskomponenten i basbandssignalen (R6 och R15). Den trimpotentiometer som har lägre motstånd finns till för grovinställningar och den som har ett större motstånd finns till för finjusteringar. Blandaren har en trimpotentiometer vid namn R16 med vilken man kan ställa om förstärkningen i den nedre differentialförstärkaren. Om man ställer ner motståndet så ökar förstärkningen och om den blir för stor i förhållande till insignalen så ökar basbandssignalens olinearitet och bl.a. tredje ordningens sidoband ökar i styrka i förhållande till de

fundamentala [40]. Trim potentiometern kan ställas in under spektrumanalys av utsignalen.

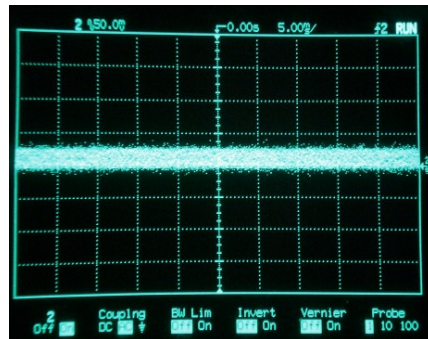


Figur 25. Undersidan av kretskortet där mikrokontrollern finns.

Mikrokontrollern i PSK31-modulatore ger ut fyrkantiga pulser och på så sätt producerar den en hel del brus. Figur 25 visar undersidan av kretskortet på det ställe som mikrokontrollern finns. Rätt så högt upp i mitten av bilden finns en gul ytmonterad tantalkondensator. En bit nedåt och lite till höger finns ett fyrkantigt svart induktivt filter (L1) som har fyra blanka ben. Till vänster syns en 330 μF elektrolytkondensator. Kondensatorerna har lagts till för att dämpa bruset. Strömförsörjningen till mikrokontrollern och avkopplingskondensatorerna går genom det induktiva filtret L1 som har lagts till för att inte så mycket brus skall sprida sig till från mikrokontrollern till resten av kretsen. Figur 26 visar en oscilloskopmätning av bruset över 330 μF elektrolytkondensatorn (C9). Figur 27 visar bruset som mätts över C20 som finns efter det induktiva filtret och man kan se att brusnivån är mycket lägre där.

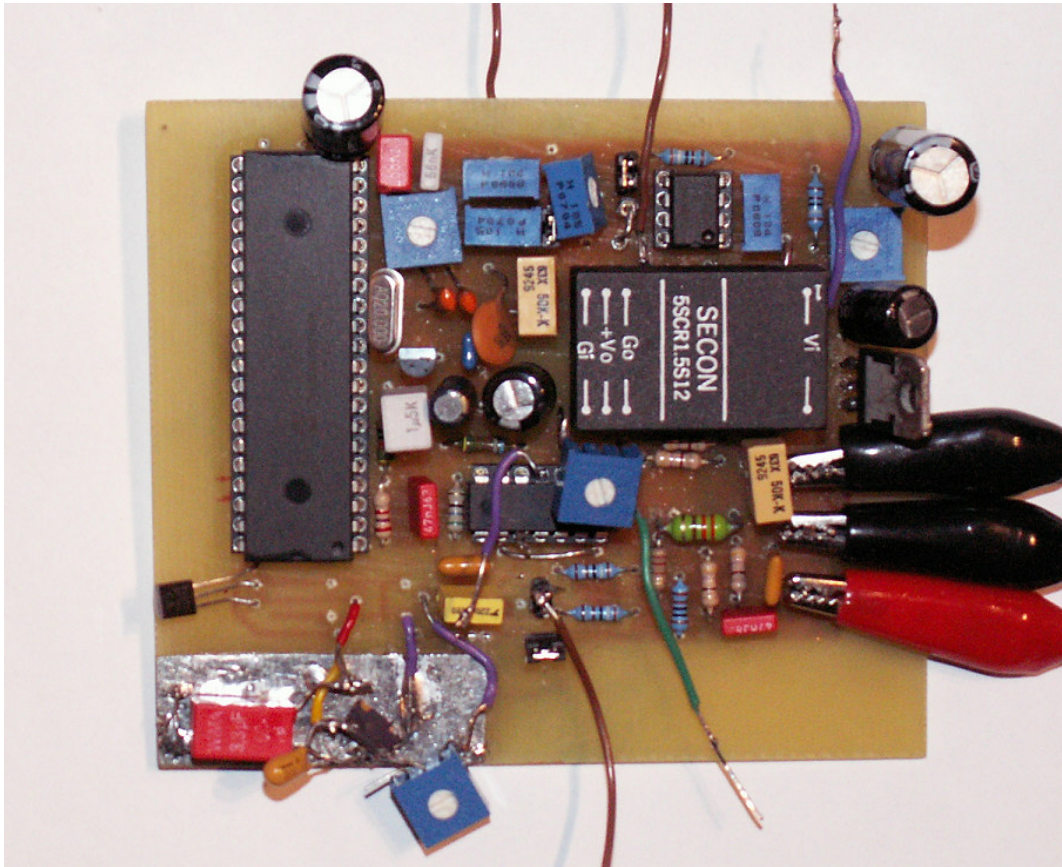


Figur 26. Brus som mätts upp över kondensatorn C9 som är kopplad direkt till de ben som används för mikrokontrollerns strömförsörjning. Spänningsskalan är 50 mV per ruta.



Figur 27. Brus som mätts upp över kondensatorn C20 som är kopplad till den 5 V spänningsförsörjning som är ämnad för mikrokontrollern. Mellan kondensatorn och mikrokontrollern finns filtret L1. Spänningsskalan är 50 mV per ruta.

DC/DC-konvertern finns till för att göra den del av kretsen som producerar basbandssignalen flytande i förhållande till blandaren. De båda kretsdelarna har skilda spänningsförsörjningar och skilda jordplan. På så sätt kan växelspanning matas in till blandarkretsen. Ett annat sätt att göra den delen som producerar basbandssignalen flytande är koppla den till ett skilt batteri. DC/DC-konvertern producerar en fyrkantsvåg och därför har stora elektrolytkondensatorer, spolarna och kärnan lagts till för att inte så mycket brus skall komma ut till resten av kretsen. Kondensatorerna jämnar ut spänningen genom att avge extra ström då det behövs mycket och laddar upp sig då det behövs mindre.



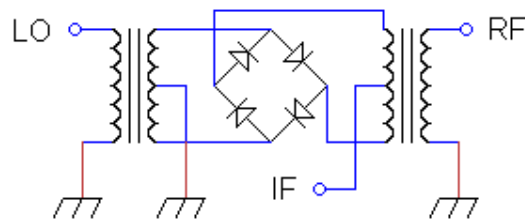
Figur 28. Kretskort med PSK31-modulator.

Figur 28 visar en MC1496-modulatorkrets. Kretsschemat som finns i figur 24 är gjort för att stämma överens med kretskortet med den presenterade modularen (figur 28). Nere till vänster på kretskortet finns en oscillator av ytmonteringstyp ovanför ett förtennat jordplan. Bredvid oscillatoren finns två st. kondensatorer, en del ledare och en trimmpotentiometer med vars hjälp man kan reglera amplituden på den bärvågssignal som matas in i blandaren. Kondensatorerna finns till för att hålla spänningsförsörjningen till oscillatoren jämn. Till höger om det jordplan som finns under oscillatoren så finns en kortslutningsbrygga som kan tas bort för att stänga av strömmen till oscillatoren. Till höger på kretskortet finns tre par av upprättstående pikar som krokodilklämmor med spänningsförsörjning fästs i. På kretskortet finns en DC/DC-konverter och på den står det bl.a. "SECON". Det finns en hel del trådar fastlödda i kretskortet. En av dem är en kort antenn som i sambands med testning ofta förlängts till en ca 4 m lång antenntråd. Resten av trådarna finns till för oscilloskopmätningar.

Enligt en rekommendation så skall motstånden från basbandssignalerna ner till jord (C20 och C21) vara 51Ω eller eventuellt lite större om det är viktigt att bärvågen skall vara väl undertryckt för temperaturer från -40°C till $+125^{\circ}\text{C}$ [41] men för så stora temperaturvariationer behövs också den speciella MC1496B. MC1496 är ämnade för temperaturer mellan 0°C och $+70^{\circ}\text{C}$. [42] Om temperaturvariationerna där MC1496 skall användas inte är så stora kan större motstånd än de tidigare nämnda användas. I detta arbete har 470Ω använts för att dra ner på strömförbrukningen. [41] Strömförbrukningen kan också dras ner genom att minska på basbandssignalens amplitud.

4.3.2 PSK31-modulator med en SBL-1 som blandare

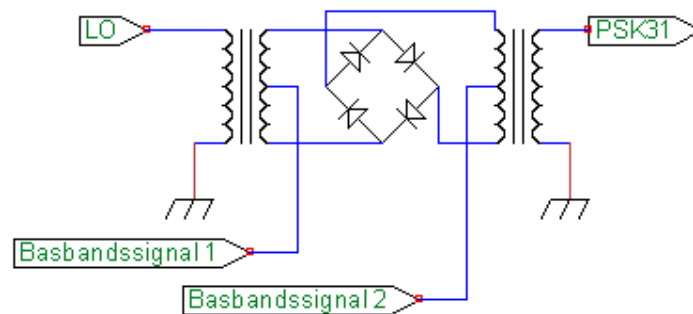
SBL-1 är en dubbelt balanserad diodblandare. Blandaren kan man köpa från SP-Elektronikka Oy i Uleåborg som även har försäljning via internet och den kan också köpas från en internetbutik som finns på adressen: <http://www.rfcandy.biz/shop/> (år 2009).



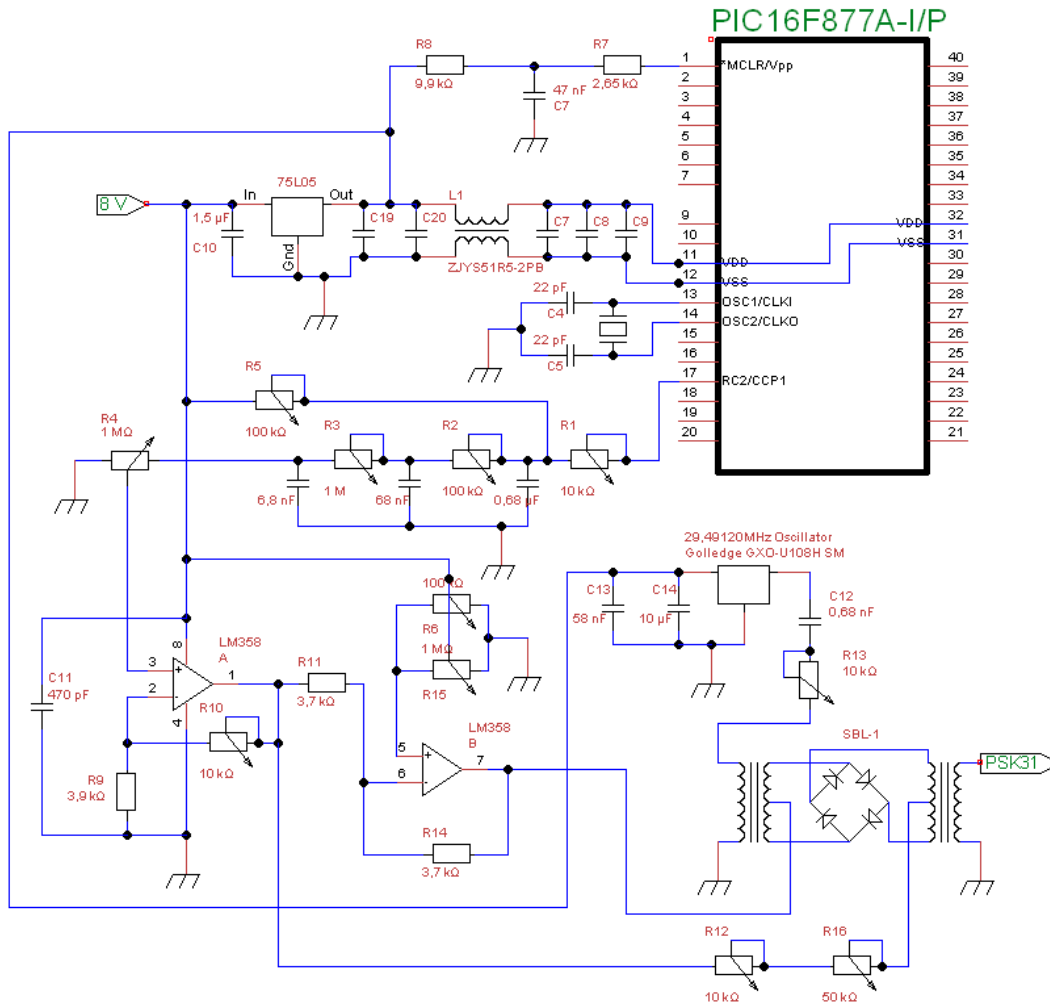
Figur 29. Kretsschemat visar hur den dubbelt balanserade diodblandaren SBL-1 är uppbyggd. [43]

I figur 29 visas hur en SBL-1 ser ut invändigt. LO- och RF-portarna kan enligt specifikationerna i databladet användas för frekvenser mellan 1 MHz och 500 MHz medan IF-porten kan användas från DC och upp till 500 MHz. Komponenten har åtta ben sammanlagt, varje jordningssymbol i figur 29 har var sitt ben så det går t.ex. att ha ett skilt jordplan för IF-porten. [43] En PSK31-signal kan produceras på så sätt att en bärvågssignal matas in till LO-porten, en basbandssignal matas in till IF-porten och en

annan basbandssignal matas in till den jordkontakt som hör ihop med IF-porten. Utsignalen kommer från RF-porten. [44] I figur 11 visas två PSK31-basbandssignaler som är lämpliga för en SBL-1. Om basbandssignalerna har höga amplituder så behöver strömmen begränsas och det kan göras med ett motstånd. Viktigt är att båda basbandssignalerna har ungefär samma likspänningsnivå. För att minimera bärsvågsgenommatningen kan man använda sig av två sinusvågar som basbandssignaler och variera den ena basbandssignalens likspänningkomponent samtidigt som man analyseras spektret av utsignalen. En effekt på 7 dBm rekommenderas för oscillatornsignalen [43], men blandaren fungerar även fastän effekten är lite lägre eller högre [45]. I figur 30 visas insignalerna till och utsignalen från blandaren vid PSK31-modulation. I figur 31 visas en PSK31-modulator.



Figur 30. SBL-1-blandare som är uppkopplad för PSK31-modulation. [46]



Figur 31. Kretsschemat för en 29,5 MHz PSK31-modulator som har en SBL-1 som blandare.

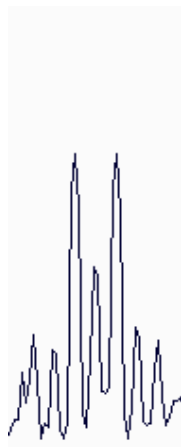
En fördel med denna modulator jämfört med den som är byggd med en MC1496 är att denna är utan DC/DC-konverter. Spänningsförsörjningen är enklare, man kan använda sig av t.ex. 5 V eller 10 V. Dessutom innehåller denna modulator färre komponenter än vad MC1496-modulatorens har. Bruset från mikrokontrollern har dämpats på liknande sätt som i MC1496-modulatorens. Trimpotentiometrarna R12 och R16 begränsar strömmen genom dioderna. Man behöver vara försiktig så att man inte matar så mycket ström genom dioderna att de blir skadade. En lämplig basbandsström kan ställas in genom spektrumanalys av utsignalen.

5 TEST AV HÅRDVARAN

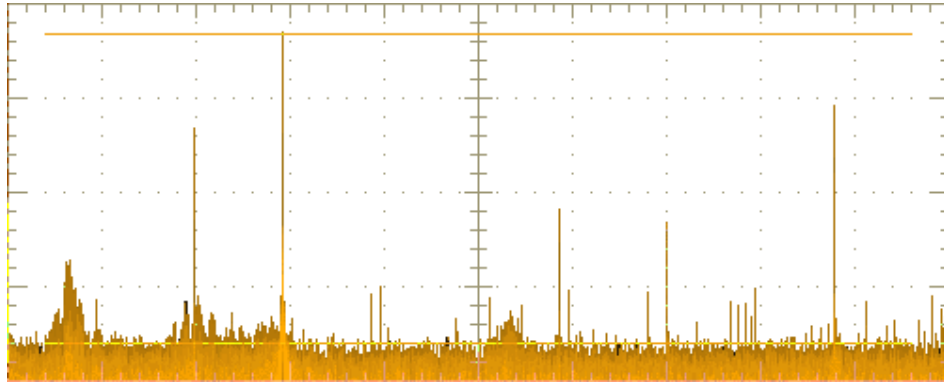
För spektrumanalys av 29,5 MHz bärvågen och dess sidoband har en radiomottagare av typen Sangean ATS909 använts tillsammans med en ljudkabel och en dator med gratisprogrammet Spectrogram v. 5.1.7. För analys av spektret av modulatorernas ut signaler mellan ca 0 och 100 MHz har oscilloskopet Tektronix TDS5104B använts.

5.1 Modulator med en MC1496

Av ca 34000 tecken överfördes de flesta rätt men på två ställen hade några tecken försvunnit och på ett av dem så var två tecken fel. Sammanlagt blev 20 tecken fel eller bortlämnade. Andelen fel tecken var ca 0,06 %. Figur 32 och 33 visar frekvensanalyser av utsignalen från MC1496-modulatore. Modulatorn kan ha varit ostabil för bärvågen har ibland varit relativt bra undertryckt medan den vid vissa mätningar varit nästan lika hög som sidobanden. Vid mottagning av PSK31 kan man på datorn se vilka fasvinklar som programmet uppfattat.



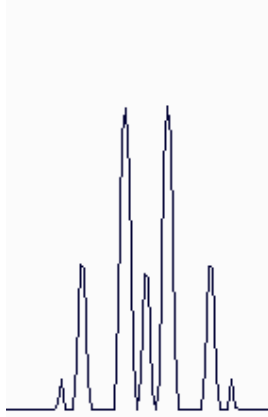
Figur 32. Spektrumanalys av utsignalen från MC1496-modulatore. Bärvåg är undertryckt med ca -15 dB och tredje ordningens sidoband är ca -23 dB svagare än de fundamentala sidobanden.



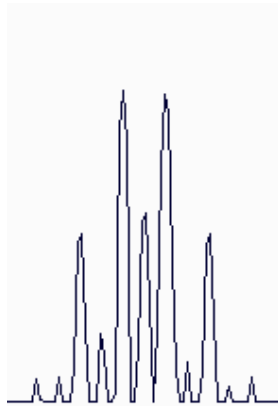
Figur 33. Spektrumanalys av utsignalen från MC1496-modulatore. Skalan i x-led är 10,1 MHz per ruta och i y-led är skalan 20 dB per ruta. (Oscilloskop: Tektronix TDS5104B)

5.2 Modulator med en SBL-1

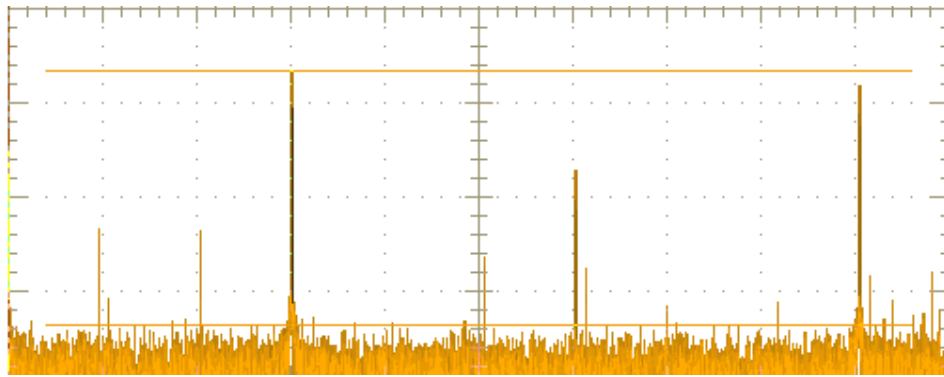
Av ca 100 000 tecken avkodades alla rätt. I figur 34 visas ett signalspektrum som är uppmätt för SBL-1 modulatore. I figur 35 finns en spektrumanalys av utsignalen från en SBL-1 modulator med 8 V spänningsförsörjning och i figur 36 visas signalspektret från en sändning med den alternativa spänningsförsörjningen 5 V och då utan spänningsregulator. Den lägre spänningsförsörjningen medförde lägre amplitud på basbandssignalerna. I figur 36 visas spektret av utsignalen mellan ca 0 och 100 MHz (som spänningsförsörjningen har mellan 5 V och 10 V använts).



Figur 34. Frekvensanalys av utsignalen från SBL-modulatorn med 8 V spänningsförsörjning. Både bärvågen och tredje ordningens sidoband är ca -24 dB svagare än de fundamentala sidobanden.



Figur 35. Frekvensanalys som är av utsignalen från SBL-modulatorn med alternativ 5 V spänningsförsörjning (utan spänningsregulator) och lägre amplitud på basbandssignalerna. Bärsvågen är undertryckt med -16 dB och sidobanden är -21 dB svagare än de fundamentala.



Figur 36. Signalspektret av utsignalen från SBL-1 modulatore. Skalan i x-led är 9,77 MHz per ruta och i y-led är den 20 dB per ruta. (Spänningsförsörjning: mellan 5 V och 10 V). (Oscilloskop: Tektronix TDS5104B)

6 SLUTDISKUSSION

Enligt de testresultat som publicerats i föregående kapitel så var SBL-1-modulatorens pålitlighet bättre än MC1496-modulatorens för dataöverföring. Med 8 V spänningsförsörjning så hade SBL-1-modulatorens en bättre undertryckt bärvåg än vad MC1496-modulatorens hade. SBL-1-modulatorens har visat sig vara robust och den har gett ut en bra signal medan MC1496-blandaren inte har varit lika pålitlig.

Den MC1496-modulator som har presenterats kan ses som en prototyp och representerar ett sätt att göra en PSK31-signal. Den är knappast byggd på enklaste sätt så om man på ett mera grundläggande sätt vill undersöka MC1496-kretsens lämplighet för PSK31-modulation så rekommenderar jag att man försöker bygga en modulator utan DC/DC-konverter. För övrigt tror jag det är bäst att utgå från den balanserade modulatorens enkla spänningsförsörjning som finns presenterad i databladet men eftersom den är gjord för en basbandssignal med en spänning på endast 300 mVrms så kan man behöva göra rum för större spänningsvariationer. Balansen i modulatorens kan vara lättare att ställa in om basbandssignalens spänning är högre än 300 mVrms. Databladets balanserade modulator är gjord för endast en basbandssignal men man kan försöka göra den lämplig för två basbandssignaler av samma typ som de som visas i figur 11 genom att ta bort kondensatorerna från ingångarna till den nedre differentiaalförstärkaren och försöka mata in basbandssignalerna med tillräckligt hög likspänningskomponent direkt till ingångarna.

SBL-1-modulatorens har visat sig ge ett bättre spektrum med 8 V spänningsförsörjning och hög amplitud på basbandssignalen än vad den gjorde med 5 V spänningsförsörjning och lägre amplitud på basbandssignalen. Operationsförstärkare av typen LM358 är knappast det bästa valet om man vill ha en hög amplitud på basbandssignalen och samtidigt hålla matningsspänningen låg utan operationsförstärkare av typen "rail-to-rail" (t.ex. LMV358) kan vara ett bättre alternativ. En sak som inte togs i beaktning under utvecklings- och testningsarbetet men som kan vara viktig är att det i databladet för

SBL-1 blandaren har angetts en ström på 40 mA för IF-porten [43]. Om strömmen blir för hög kan dioderna skadas.

En 1 M Ω jordad trimpotentiometer har använts i modulatorerna för att minska på amplituden av basbandssignalen före inmatningen till en operationsförstärkare. En mindre belastning av utsignalen från filtret eller ett filter med lägre inre resistans kanske skulle vara bättre. Om man går ett filter med låg ingångsresistans så kan mikrokontrollern börja dra mera ström och på så sätt även producera mera brus.

Under arbetets gång har jag även gjort lyckade PSK31 sändningsförsök med en blandare med beteckningen SA602A. Kretsens RF-ingångar har en spänning på ca 1,4 V men om man vill ha dem högre över jord så kan man koppla kretsens jordningsben via en zenerdiod till jord. I ett datablad för en annan IC-krets tillämpas samma metod och där rekommenderas det att man höjer strömmen genom zenerdioden till 5 mA eller mer genom att koppla ett motstånd från spänningsförsörjningen till zenerdioden [53]. Amplituden vid RF-portarna kan minskas genom att koppla motstånd i serie med basbandssignalerna och ytterligare reglering kan ske genom en parallellkopplad potentiometer som kan kopplas t.ex. mellan RF-portarna. Vid ett försök så mättes en hel del extra frekvenspikar upp vid utgångarna men situationen blev bättre efter att en kondensator hade kopplats mellan RF-portarna. SA602A utgör ett gott alternativ för PSK31-sändningar.

KÄLLOR

1. Wikipedia. *Telemetri* [www], uppdaterad 22.11.2009. Tillgänglig: <http://sv.wikipedia.org/wiki/Telemetri> Hämtad: 14.12.2009.
2. Wikipedia. *Telemetry* [www], uppdaterad 26.11.2009. Tillgänglig: <http://en.wikipedia.org/wiki/Telemetry> Hämtad: 14.12.2009.
3. W4PAH. 2009, *Field day at the beach* [www], publicerad 7.12.2009. Tillgänglig: <http://w4pah.com/blog/category/psk31/> Hämtad 3.1.2010.
4. Jfr W4PAH. 2009, *Field day at the beach* [www], publicerad 7.12.2009. Tillgänglig: <http://w4pah.com/blog/category/psk31/> Hämtad 3.1.2010.

Jfr s. 7 Small Wonder Labs. *PSK-20 Transceiver* [www]. Tillgänglig: http://smallwonderlabs.com/PSK20_Manual.pdf Hämtad 5.1.2010.

Jfr s. 2-3 New Jersey QRP Club. *The PSK-80 "Warbler"* [www]. Tillgänglig: <http://smallwonderlabs.com/Warbler%20Manual.pdf> Hämtad: 5.1.2010.
5. Kommunikationsverket. *Frekvensallokeringstabell* [www]. Tillgänglig: http://www.ficora.fi/attachments/ruotsiav/511ypU46f/TJT_ruotsi.pdf Hämtad 14.12.2009.
6. S. 46 Baarman, Joel. 2008, *Mikrokontrollerbaserad kortvågsmodulator*. Helsingfors Arcada - Nylands svenska yrkeshögskola 49 s.
7. Wikipedia. *Dipole antenna* [www], uppdaterad 14.12.2009. Tillgänglig: http://en.wikipedia.org/wiki/Dipole_antenna Hämtad: 14.12.2009.

8. S. 893 Horowitz, Paul, Hill, Winfield. 1980, *The Art of Electronics*, 2 uppl. Cambridge: The Press Syndicate of the University of Cambridge 1125 s.
9. S. 22-23 Rothbart, George. 2001, *Everything you need to know to understand and use PSK-31* [www], daterad till 20.10.2009. Tillgänglig: <http://www.ssiserver.com/info/psk31/psk31.pdf> Hämtad 27.11.2009.
10. S. 18-23 Rothbart, George. 2001, *Everything you need to know to understand and use PSK-31* [www], daterad till 20.10.2009. Tillgänglig: <http://www.ssiserver.com/info/psk31/psk31.pdf> Hämtad 27.11.2009.
11. Wikipedia. *PSK31* [www], uppdaterad 22.8.2009. Tillgänglig: <http://en.wikipedia.org/wiki/PSK31> Hämtad: 14.12.2009.
12. Meltz, Steve. 1999, *The "New" HF Digital Modes* [www]. Tillgänglig: <http://www.arrl.org/tis/info/pdf/49950.pdf> Hämtad 1.10.2009.
13. Wikipedia. *PSK31* [www], uppdaterad 22.8.2009. Tillgänglig: <http://en.wikipedia.org/wiki/PSK31> Hämtad: 14.12.2009.
14. Martinez, Peter. 1999, *PSK31: A New Radio-Teletype Mode* [www]. Tillgänglig: <http://www.arrl.org/tis/info/pdf/x9907003.pdf> Hämtad 1.10.2009.
15. DXzone. *PSK31 programs for ham radio PSK31 digital mode emissions*. Tillgänglig: <http://www.dxzone.com/catalog/Software/PSK31/> Hämtad 14.12.2009.
16. Jfr Martinez, Peter. 1999, *PSK31: A New Radio-Teletype Mode* [www]. Tillgänglig: <http://www.arrl.org/tis/info/pdf/x9907003.pdf> Hämtad 1.10.2009.

17. Encyclopædia Britannica Online. 2009, "*modulation*" [www]. Tillgänglig:
<http://search.eb.com/eb/article-9053165> Hämtad: 14.12.2009.
18. Wikipedia. *Fasmodulering* [www], uppdaterad 5.9.2009. Tillgänglig:
<http://sv.wikipedia.org/wiki/Fasmodulering> Hämtad: 14.12.2009.
19. ON Semiconductors. 2002, *AN531/D, MC1496 Balanced Modulator* [www].
Tillgänglig: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AN531-D.PDF
Hämtad: 18.12.2009.
20. Wikipedia. *Frequency mixer* [www], uppdaterad 26.9.2009. Tillgänglig:
http://en.wikipedia.org/wiki/Frequency_mixer Hämtad: 14.12.2009.
21. S. 5 Martinez, Peter. 1999, *PSK31: A New Radio-Teletype Mode* [www].
Tillgänglig: <http://www.arrl.org/tis/info/pdf/x9907003.pdf> Hämtad 1.10.2009
22. Jfr t.ex. ON Semiconductors. 2002, *AN531/D, MC1496 Balanced Modulator*
[www]. Tillgänglig: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AN531-D.PDF
Hämtad: 18.12.2009.
23. Wikipedia. *Breadboard* [www], uppdaterad 28.10.2009. Tillgänglig:
<http://en.wikipedia.org/wiki/Breadboard> Hämtad: 15.12.2009.
24. S. 8.8 ARRL. 2005, *The ARRL Handbook for Radio Communications 2006*, 83:e
uppl. Newington: ARRL – the national association for Amateur Radio.
25. Wikipedia. *Fluss* [www], uppdaterad 23.9.2009. Tillgänglig:
<http://sv.wikipedia.org/wiki/Fluss> Hämtad: 15.12.2009.
26. S. 8.9 ARRL. 2005, *The ARRL Handbook for Radio Communications 2006*, 83:e
uppl. Newington: ARRL – the national association for Amateur Radio.

27. VE7BPO. 2009, *Ugly Construction* [www], uppdaterad 6.11.2009. Tillgänglig: <http://www.qrp.pops.net/ugly.asp> Hämtad: 15.12.2009.
28. S. 614-161 Horowitz, Paul, Hill, Winfield. 1980, *The Art of Electronics*, 2 uppl. Cambridge: The Press Syndicate of the University of Cambridge 1125 s.
29. S. 395 Reese, Robert B. 2005, *Microprocessors: From Assembly Language to C Using the PIC18Fxx2, first edition*. Massachusetts: Da Vinci Engineering Press, an imprint of Charles River Media Inc., 687 s.
30. S. 398 Reese, Robert B. 2005, *Microprocessors: From Assembly Language to C Using the PIC18Fxx2, first edition*. Massachusetts: Da Vinci Engineering Press, an imprint of Charles River Media Inc., 687 s.
31. Golledge. 2007, *3.3V & 5V CMOS Oscillator GXO-U108* [www]. Tillgänglig: http://www.golledge.co.uk/pdf/products/osc_sm/gxou108.pdf Hämtad 15.12.2009.
32. Wikipedia f. *Frequency mixer* [www], uppdaterad 26.9.2009. Tillgänglig: http://en.wikipedia.org/wiki/Frequency_mixer Hämtad: 14.12.2009.
33. Kumar, G. *Amplitud Modulation and Demodulation* [www] Tillgänglig: http://www.ecst.csuchico.edu/~ubalaji/EECE453_S07/Exp100.pdf Hämtad: 15.12.2009.
34. ON Semiconductors. 2006, *MC1496, MC1496B, Balanced Modulators/Demodulators* [www]. Tillgänglig: www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MC1496-D.PDF Hämtad: 18.12.2009.

35. Jfr. ON Semiconductors. 2006, *MC1496, MC1496B, Balanced Modulators/Demodulators* [www]. Tillgänglig: www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MC1496-D.PDF Hämtad: 18.12.2009.
36. S. 3 ON Semiconductors. 2002, *AN531/D, MC1496 Balanced Modulator* [www]. Tillgänglig: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AN531-D.PDF Hämtad: 18.12.2009.
37. S. 10-11 ON Semiconductors. 2006, *MC1496, MC1496B, Balanced Modulators/Demodulators* [www]. Tillgänglig: www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MC1496-D.PDF Hämtad: 18.12.2009.
38. S. 5 ON Semiconductors. 2006, *MC1496, MC1496B, Balanced Modulators/Demodulators* [www]. Tillgänglig: www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MC1496-D.PDF Hämtad: 18.12.2009.
39. S. 4 ON Semiconductors. 2006, *MC1496, MC1496B, Balanced Modulators/Demodulators* [www]. Tillgänglig: www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MC1496-D.PDF Hämtad: 18.12.2009.
40. S. 6-7 ON Semiconductors. 2006, *MC1496, MC1496B, Balanced Modulators/Demodulators* [www]. Tillgänglig: www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MC1496-D.PDF Hämtad: 18.12.2009.
41. S. 5 ON Semiconductors. 2002, *AN531/D, MC1496 Balanced Modulator* [www]. Tillgänglig: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AN531-D.PDF Hämtad: 18.12.2009.
42. S. 2 ON Semiconductors. 2006, *MC1496, MC1496B, Balanced Modulators/Demodulators* [www]. Tillgänglig: www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MC1496-D.PDF Hämtad: 18.12.2009.

43. Mini-Circuits. *SBL-1+ Frequency mixer* [www]. Tillgänglig:
<http://www.g3ynh.info/comps/mixer/SBL-1.pdf> Hämtad: 15.12.2009.
44. Jfr Mini-Circuits. *Understanding Mixers - Terms Defined, and Measuring Performance* [www]. Tillgänglig:
<http://www.minicircuits.com/pages/pdfs/an00009.pdf> Hämtad: 10.01.2010.
45. S. 6 Mini-Circuits. *How to select a mixer* [www]. Tillgänglig:
<http://www.minicircuits.com/pages/pdfs/mixer1-5a.pdf> Hämtad 10.01.2010
46. Jfr Mini-Circuits. *SBL-1+ Frequency mixer* [www]. Tillgänglig:
<http://www.g3ynh.info/comps/mixer/SBL-1.pdf> Hämtad: 15.12.2009.
47. Wikipedia. *Resistor ladder* [www], uppdaterad 19.1.2010. Tillgänglig:
http://en.wikipedia.org/wiki/R-2R#R-2R_resistor_ladder_network Hämtad:
20.1.2010
- Wikipedia. *Pulse-width modulation* [www], uppdaterad 18.1.2010. Tillgänglig:
http://en.wikipedia.org/wiki/Pulse_width_modulation Hämtad: 20.1.2010
48. Jfr S. 38 Baarman, Joel. 2008, *Mikrokontrollerbaserad kortvågsmodulator*.
Helsingfors Arcada - Nylands svenska yrkeshögskola 49 s.
49. Jfr s. 13 New Jersey QRP Club. *The PSK-80 "Warbler"* [www]. Tillgänglig:
<http://smallwonderlabs.com/Warbler%20Manual.pdf> Hämtad: 5.1.2010.
50. Jfr Wikipedia. *Frequency mixer* [www], uppdaterad 26.9.2009. Tillgänglig:
http://en.wikipedia.org/wiki/Frequency_mixer Hämtad: 14.12.2009.
51. Wikipedia. *CW* [www], uppdaterad 29.01.2009. Tillgänglig:
<http://sv.wikipedia.org/wiki/CW> Hämtad: 22.01.2010.

52. Wikipedia. *Effektivvärde* [www], uppdaterad 26.12.2009. Tillgänglig:
<http://sv.wikipedia.org/wiki/Effektivv%C3%A4rde> Hämtad: 22.01.2010.
53. Korea Electronics Co., Ltd, 1998. *KIA7805AP/API~ KIA7824AP/API* [www].
Tillgänglig: http://www.datasheetcatalog.org/datasheets/400/249955_DS.pdf
Hämtad: 28.01.2010.