

D1 - D51	1N4148
Tr1 - Tr5	BC547
Tr6,7	BC161
IC1,2	27C512
IC3	MC78L05
IC4,5	MC4029
IC6	MC14538

IC7	MC4049
IC8	MC1455
IC9,10	SN7447
Display	Fælles anode (f.ex.: HD1075G)
X1 - X10	Printstik (ell. loddespyd)

**OZ**

## Lidt om mixere

Af OZ7J Jørgen Kragh, Forelvej 25, 3450 Allerød.

### 1. Indledning

Det er velkendt, at blandes to højfrekvenssignaler i et ulineært element, eksempelvis en diode, fremkommer der, foruden de to oprindelige to signaler, signaler bestående af summen og differensen af de oprindelige signaler samt summen og differensen af harmoniske af de to signaler. Lad  $f_p$  og  $f_q$  betegne de to frekvenser som blandes, og lad  $f_d$  betegne resultatet af blandingsprocessen. Vi har da:

$$f_d = m \cdot f_p \pm n \cdot f_q \quad (1)$$

hvor  $m$  og  $n$  er hele tal, som kan antage alle værdier fra 0 og opæfter.

Anvender man en balanceret blander, eksempelvis fire ens dioder i en broopstilling, vil man normalt kunne opnå, at  $m$  og  $n$  begge netop er 1, således at udgangsfrekvenserne begrænser sig til hhv. summen og differensen af de oprindelige to signaler.

Denne type blander er udmærket i forbindelse med traditionelle sendere og modtagere, hvis der er stor frekvensforskel mellem  $f_p$  og  $f_q$ , og man kan fjerne det eller de uønskede signaler fra blanderen ved hjælp af forskellige former for filtre.

Anderledes stiller sagen sig i moderne sendere og især modtagere. Filtre er dyre og pladskrævende, og med anvendelse af DSP teknik i sendere og modtagere er det ønskværdigt at foretage så meget som muligt af signalbehandlingen på så lav en frekvens som muligt, da det stiller det laveste krav til DSP'ens regnekraft.

Vil man derfor anvende en DSP som eksempelvis mellemfrekvensprocessor eller signalprocessor i en exciter, nytter det ikke meget at anvende en mellemfrekvens på måske 140 MHz eller højere. Det vil være nødvendigt at anvende en mellemfrekvens under ca. 30 MHz og helst så lav som muligt.

Her kommer så problemet, hvis vi ønsker at bygge en modtager til eksempelvis 1,3 GHz eller højere. Læser vi i VTS 4. udgave (det er den bedste), står der, at for at opnå en god spejlselektivitet er det nødvendigt med så høj en mellemfrekvens, som det er praktisk muligt. Samme fænomen gør sig gældende i sendere, hvor det er nødvendigt med en så høj mellemfrekvens som muligt for at undgå spurii. Hvordan harmonerer det nu med ønsket om en lav mellemfrekvens på eksempelvis 455 kHz?

Vi kunne selvfølgelig anvende en dobbeltkonvertering med eksempelvis 70 MHz og 455 kHz, men

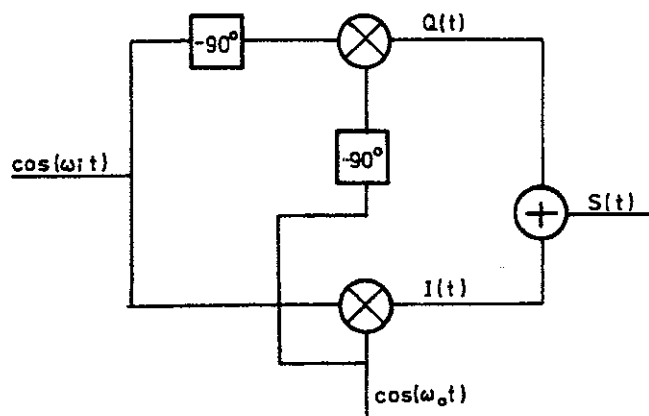


Fig. 1 SSB mixer.

det kræver to oscillatorer og en masse filtre og forstærkere. Det ville jo være rart, hvis vi kunne lave en blander, hvor der kun kom det ønskede signal ud, uden at skulle anvende filtre. Lad os se, om dette kan lade sig gøre.

## 2. SSB mixeren

I fig. 1 har vi tegnet en såkaldt SSB mixer:

Vi ser, at mixeren består af to balancerede blandere, to  $-90^\circ$  fasedrejningsled og et summationsled. Indgangssignalet til mixeren kalder vi  $\omega_m$  og lokaloscillatorsignalet kalder vi  $\omega_o$ . Udgangssignalerne fra de to blandere kalder vi henholdsvis  $I(t)$  og  $Q(t)$ . Disse betegnelser hentyder til, at de to signaler er i fasekvadratur, som hedder 'quadrature' på amerikansk.

Opmærksomme læsere vil allerede nu have bemærket, at der er tale om en ny version af den gammelkendte SSB generator efter fasemetoden, men for at lette forståelsen senere er det nødvendigt at regne lidt på denne mixer først. Læsere, der 'ved alt, kan uden videre springe dette afsnit over.

Vi starter analysen med at se på, hvad der kommer ud af de to blandere. Da det drejer sig om dobbeltbalancerede blandere, er selve blandingsprocessen matematisk set en multiplikation af to signaler. Lad os begynde med I-signalet:

$$I(t) = \cos(\omega_o t) \cdot \cos(\omega_m t) \quad (2)$$

Dette kan vi let omskrive dette til:

$$I(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_o + \omega_m) t + \frac{1}{2} \cos(\omega_o - \omega_m) t \quad (3)$$

På den øverste blander ser det næsten lige sådan ud:

$$Q(t) = \cos(\omega_o t - \frac{\pi}{2}) \cdot \cos(\omega_m t - \frac{\pi}{2}) \quad (4)$$

Som vi lige så let som i (2) omskriver til:

$$Q(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_o t - \frac{\pi}{2} + \omega_m t - \frac{\pi}{2}) + \frac{1}{2} \cos(\omega_o t - \frac{\pi}{2} - \omega_m t + \frac{\pi}{2}) \quad (5)$$

Vi ser let, at der kan tyndes lidt ud i dette, så efter lidt regneri får vi:

$$Q(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_o + \omega_m) t + \frac{1}{2} \cos(\omega_o - \omega_m) t \quad (6)$$

Summationsleddet adderer  $I(t)$  og  $Q(t)$ , d.v.s.  $S(t)$  er summen af (3) og (6):

$$S(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_o + \omega_m) t + \frac{1}{2} \cos(\omega_o - \omega_m) t - \frac{1}{2} \cos(\omega_o + \omega_m) t + \frac{1}{2} \cos(\omega_o - \omega_m) t \quad (7)$$

Vi ser, at der er en del led, som ophæver hinanden, så efter lidt mere regneri får vi endelig:

$$S(t) = \cos(\omega_o - \omega_m) t \quad (8)$$

Vi ser, at udgangssignalet alene indeholder en komponent, nemlig det nedre sidebånd. Vi har altså fået dannet et LSB signal uden at anvende filtre af nogen art. Ved at bytte lidt rundt på faseforholdene kan vi i stedet danne USB på samme måde. Bemærk i øvrigt, at der ikke er nogen begrænsninger på  $\omega_m$  og  $\omega_o$ , hvad der betyder, at blandingsprocessen lige så godt kunne have involveret to HF signaler, eksempelvis et signal fra en exciter og et signal fra en lokaloscillator.

## 3. Image Reject Mixer

I fig. 2 har vi tegnet et blokdiagram af en anden mixer, den såkaldte Image Reject Mixer.

Vi ser, at mixeren lige som SSB mixeren består af to balancerede blandere og to fasedrejningsled, men nu er der tilføjet to lavpasfiltre inden summationsleddet, og desuden er der byttet lidt om på nogle af blokkene. Vi bruger de samme betegnelser som fra SSB mixeren, bortset fra, at vi nu kalder indgangssignalet  $\omega_i$  i stedet for  $\omega_m$ .

Vi får for udgangssignalet fra den nederste blander, d.v.s. I-signalet:

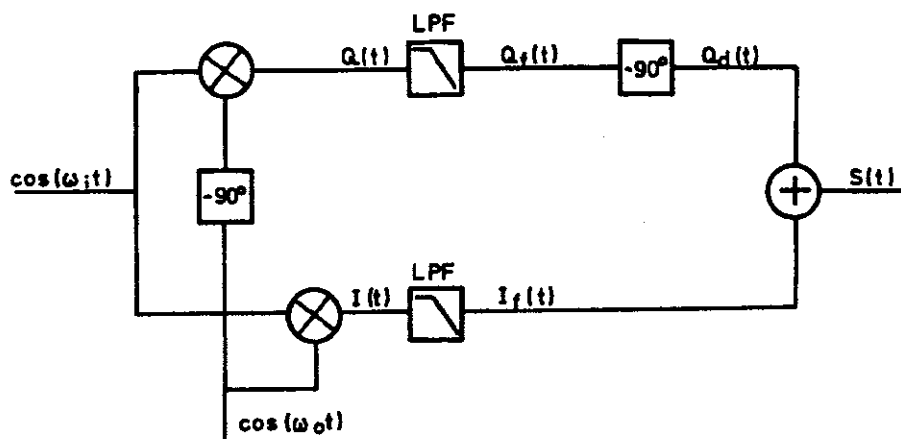


Fig. 2 Image Reject Mixer.

$$I(t) = \cos(\omega_1 t) \cdot \cos(\omega_0 t) \quad (9)$$

som vi umiddelbart kan omskrive til:

$$I(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_1 + \omega_0) t + \frac{1}{2} \cos(\omega_1 - \omega_0) t \quad (10)$$

Oscillatorsignalet til den øverste mixer er drejet  $-90^\circ$  i fasedrejningsleddet. Udgangssignalet, d.v.s. Q-signalet, kan analogt med I-signalet skrives som:

$$Q(t) = \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_0 t - \frac{\pi}{2}) \quad (11)$$

Som vi let omskriver til:

$$Q(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_1 t + \omega_0 t - \frac{\pi}{2}) + \frac{1}{2} \cos(\omega_1 t - \omega_0 t + \frac{\pi}{2}) \quad (12)$$

$I(t)$  og  $Q(t)$  sendes nu gennem hver sit lavpasfilter, som fjerner sumprodukterne i (10) og (11). Efter filterene kan I og Q-signalerne derfor skrives som:

$$I_i(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_1 - \omega_0) t \quad (13)$$

$$Q_i(t) = \frac{1}{2} \cos((\omega_1 - \omega_0) t + \frac{\pi}{2}) \quad (14)$$

Vi antager nu, at oscillatorsignalet ligger under det ønskede modtagersignal. Lad os kalde frekvensafstanden mellem oscillator- og modtagersignal for  $\omega_d$ . (13) og (14) kan da skrives som:

$$I_i(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_d t) \quad (15)$$

$$Q_i(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_d t + \frac{\pi}{2}) \quad (16)$$

Vi ser straks, at (16) kan omskrives til:

$$Q_i(t) = -\frac{1}{2} \sin(\omega_d t) \quad (17)$$

Q-signalet sender vi gennem endnu et  $-90^\circ$  fasedrejningsled, så vi får  $Q_d(t)$ :

$$Q_d(t) = -\frac{1}{2} \sin(\omega_d t - \frac{\pi}{2}) \quad (18)$$

Som vi også straks ser kan skrives som:

$$Q_d(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_d t) \quad (19)$$

Vi ser nu, at de to indgangssignaler til summationsleddet  $Q_d(t)$  og  $I_i(t)$  er lige store og i fase. Udgangssignalet kan vi derfor skrive som:

$$S(t) = \cos(\omega_d t) \quad (20)$$

Vi ser altså, at udgangssignalet kun indeholder en komponent, nemlig mellemfrekvenssignalet.

Lad os nu se, hvad der sker med spejlsignalet: Spejlsignalet befinder sig jo på en frekvens under oscillatorfrekvensen (se igen i VTS, hvis du har glemt det) Det betyder, at  $\omega_0$  er negativ.

Sætter vi nu den negative spejlfrekvens ind i (15) og (16), og nøjes vi med at kigge på de lavpasfilterede signaler, får vi:

$$I_i(t) = \frac{1}{2} \cos(-\omega_d t) \quad (21)$$

som jo er det samme som:

$$I_i(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_d t) \quad (22)$$

For Q-signalet får vi:

$$Q_i(t) = -\frac{1}{2} \cos(-\omega_d t + \frac{\pi}{2}) \quad (23)$$

Som igen er det samme som:

$$Q_i(t) = \frac{1}{2} \sin(\omega_d t) \quad (24)$$

Efter fasedrejningen får vi da:

$$Q_d(t) = \frac{1}{2} \sin(\omega_d t - \frac{\pi}{2}) \quad (25)$$

Som omskrives til:

$$Q_d(t) = -\frac{1}{2} \cos(\omega_d t) \quad (26)$$

Udgangssignalet, som igen er summen af  $I_i$  og  $Q_d$ , bliver altså:

$$S(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_d t) + (-\frac{1}{2} \cos(\omega_d t)) \quad (27)$$

Hvad der giver:

$$S(t) = 0 \quad (28)$$

Med andre ord, så har mixeren udbalanceret spejlsignalet, således at den eneste komponent på udgangssiden af mixeren, som er forskellig fra 0, er mellemfrekvenssignalet hidrørende fra den ønskede blanding mellem det modtagne signal og oscillatorfrekvensen. Alt afhængigt af, hvor godt man kan bygge blanderen, d.v.s. hvor godt fasedrejningsleddene kan realiseres, kan vi se, at det vil være muligt at bygge modtagere til endog meget høje frekvenser med meget lav mellemfrekvens, uden det teoretisk giver problemer med spejlselektivitet.

#### 4. Anvendelsesmuligheder

De to mixere består jo af en forfærdelig masse enkeltheder, så de er lidt besværlige at realisere, hvis de skal opbygges diskret. Imidlertid kommer den moderne halvlederteknik os til hjælp. Det er i dag muligt at få begge typer mixere færdigpakke som

en enkelt chip, som så blot skal have tilført to signaler, og ud kommer enten, som vi så under SSB mixeren, et LSB (USB) signal, eller, ved Image Reject Mixeren, et mellemfrekvenssignal uden spejlsignalet.

Nu er der jo sørget for at træerne ikke vokser ind i himlen. Der er grænser for, hvor godt man kan bygge en balanceret blander, lige som der er grænser for, hvor gode fasedrejningsled det er muligt at realisere. Endvidere er de to lavpasfiltre i Image Reject Mixeren relativt vanskelige at realisere. Det vil være muligt at opnå mellem 30 og 40 dB dæmpning af hhv. det uønskede sidebånd eller af spejlsignalet ved anvendelse af konventionel teknik i chippen. Det lyder ikke af meget; men hvis vi nu i vores modtager ønsker en spejlundertrykkelse på 80 dB, så har vi nu fået de første 30 til 40 dB i mixeren. Vi behøver derfor kun en forfiltrering, der kan give de resterende 40 til 50 dB. På samme måde hvis vi bruger SSB mixeren som en upconverter i en sender, så har mixeren allerede sørget for de første 30-40 dB dæmpning af det spuriose spejlsignal.

Realiserer vi mixerne ved hjælp af DSP teknik, er det egentligt alene DSP'ens regnenøjagtighed, der sætter grænsen for deres ydeevne. Hermed er det for radioamatører i realiteten alene ens økonomiske formåen, der i sidste ende sætter grænsen.

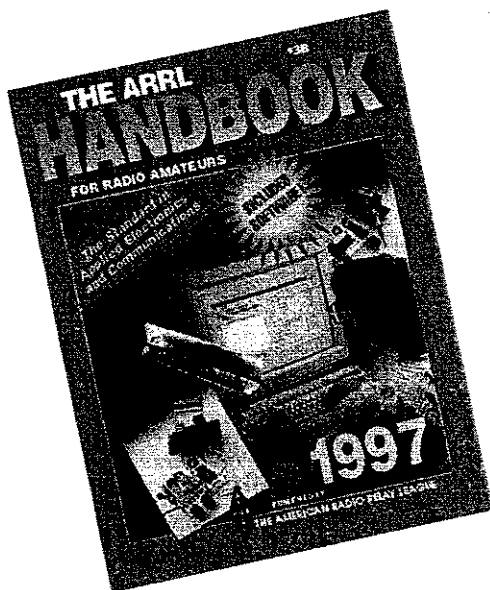
Bortset fra at anvendes i modtagere til høje frekvenser med lav mellemfrekvens eller som SSB generatorer/upconvertere i sendere, hvor kan vi så ellers som radioamatører anvende sådanne mixere?

En oplagt mulighed er at anvende en Image Reject Mixer i en Direct Conversion modtager. I en sådan er mellemfrekvensen som bekendt lig med nul, samtidig med at spejldæmpningen også er nul. Med andre ord, så ved vi ikke i hvilket sidebånd vi modtager en station. Dette kan give visse problemer, hvis vi sender på den forkerte side af nulstød, og modstationen har et godt filter. Alene en spejlundertrykkelse på 30 dB ville her gøre underværker.

Ellers er det jo blot at bruge sin fantasi og huske på disse typer mixere, når man planlægger en konstruktion, hvori der skal indgå blanding, som med fordel kan udføres med de beskrevne mixere.

**OZ**

## The ARRL Handbook 1997



Gennem generationer har denne håndbog været »håndbogen« for radioamatørerne.

Bogen er på over 1200 sider og rummer alt om amatørradio fra DC til mikrobølger. Den er skrevet på et let læst engelsk og rummer udover kapitler, hvor teorien gennemgås på en letforståelig måde, også en række praktiske konstruktioner til sendere og modtagere måleinstrumenter osv.

Dette års udgave indeholder bl.a. følgende nye projekter: Forsats til voltmeter for måling af spoler og kondensatorer, ny digital frekvenstæller og en TR-switch med indbygget keyer.

**Diskette med design- og informationsprogrammer følger med**

**Forventes hjem medio januar. Pris 375,-**

Yderligere oplysninger får du hos:



**RADIOAMATØRERNES  
FORLAG  
APS**

Klokkestøbervej 11 - 5230 Odense M - Giro nr. 3 11 92 11 - Tlf. 66 15 65 11 - Fax 66 15 65 98