

DDS

Af OZ2TG Steen Gülstorff, Lindehaven 9, 2500 Valby

Forkortelsen DDS, der står for Direkte Digital Synthes, ses ofte i forbindelse med nyere Hf-transceivere i den øvre prisklasse. Hvad er DDS, hvordan virker den og hvad er fordele og ulemper? Det er nogle af de spørgsmål jeg vil forsøge at besvare med denne artikel

Virkemåde

Navnet DDS dækker ikke særlig godt, hvad der sker i en sådan enhed, der er navnet NCO, der også bruges, mere dækkende. NCO står for Numerisk styret Oscillator. En DDS/NCO er nemlig en slags regnemaskine, der beregner værdien af en kurveform til et bestemt tidspunkt. Denne regnemaskine, der også kaldes en faseakkumulator, fodres med to digitale tal; det ene er et tal der angiver frekvensen, det andet er det foregående beregnede tal. Faseakkumulatoren skal også tilføres en clockfrekvens, som bestemmer, hvor ofte beregningen udføres. Efterfølges faseakkumulatoren af en kurvegenerator, en D/A konverter og et filter som vist i fig. 1, har vi en DDS. Outputtet er typisk sinusformet, men kan antage en vilkårlig kurveform bestemt af kurvegeneratoren.

Lad os antage, at vi ønsker at generere signalet beskrevet ved: $S(t) = A \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot F_n \cdot t)$. $S(t)$ er et sinusformet signal med amplitude A og frekvens F_n . Argumentet til cosinus funktionen er signalets fase, som for en fast frekvens er en lineær rampe. Det er faseakkumulatoren, der genererer denne rampe. For hver clockpuls adderes et fasespring til den foregående faseværdi. For en given frekvens er F_n fast og den gentagne summering resulterer i den ønskede rampe.

Faseakkumulatoren er en simpel regnemaskine der lægger to tal sammen, hvert tal kan f.eks. bestå af 16 bit. Denne type regnemaskine har ikke nogen overflow funktion, d.v.s. at når resultatet bliver større end der kan angives med 16 bit, "forsvinder" det

Det er også vigtigt at forstå, at faseakkumulatoren ikke er en digital tæller; stepstørrelsen for en tæller er typisk 1, for faseakkumulatoren er stepstørrelsen afhængig af frekvensen F_n . Det er også vigtigt at bemærke, at funktionen $S(t)$ er en kontinuert funktion, der gælder for ethvert t , men vores faseakkumulator er digital og beregner kun værdien til diskrete tidspunkter T_s . Afstanden mellem disse tidspunkter bestemmes af clockfrekvensen F_{clk} . Vi har altså et samlet system, hvor samplehyppigheden er $T_s = 1/F_{clk}$. Vi laver således en beregning for $t=0, T_s, 2 \cdot T_s, 3 \cdot T_s, \dots$ o.s.v.

Den af faseakkumulatoren genererede rampe sendes nu til kurvegeneratoren, der typisk består af en ROM, som indeholder en cosinus tabel. Udgangen fra ROMen sendes til en D/A konverter, der giver en analog, trappetformet sinuslignende spænding. Længden af hvert trappetrin vil svare til sampletiden T_s . Sendes dette signal gennem et lavpasfilter fås en pæn sinusformet spænding. Vi har således fået rekonstrueret det ønskede analoge signal $S(t)$ ud fra et digitalt samlet signal.

Udgangsfrekvensen F_o fra en DDS er givet ved:

$$F_o = (F_{clk}/R) \cdot M,$$

hvor R er det største tal akkumulatoren kan indeholde M er det digitale ord tilført indgangen. Frekvensopløsningen er identisk med udgangsfrekvensen for $M=1$:

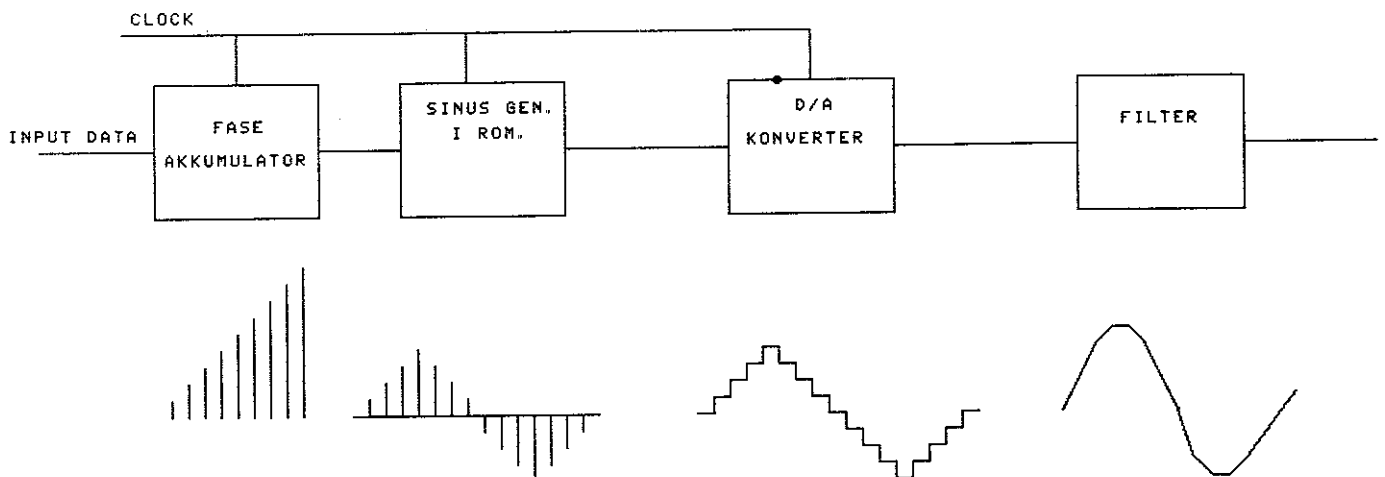
$$F_{res} = F_{clk}/R$$

Et taleksempel: $F_{clk} = 10 \text{ MHz}$

Akkumulatoren har 16 bit, d.v.s. $R = 2^{16} = 65536$

$$F_{res} = 10 \text{ MHz}/65536 = 152,5879 \text{ Hz}$$

Sættes $M=3855$, fås $F_o = 152,5879 \cdot 3855 = 588,266 \text{ kHz}$



Nyquistkriteriet:

Af ovenstående ses, at sammenhængen mellem clockfrekvensen og antallet af bit er afgørende for funktionen. Der er dog yderligere nogle begrænsninger der skal overvejes før et valg af parametre kan foretages

Som tidligere nævnt er en DDS et samplet system, så derfor gælder samplesætningen, også kaldt Nyquist kriteriet, også her. Det betyder, at M kun kan vælges mellem 0 og R/2. Forklaringen på dette er simpelt den, at når $M=R/2$ er der kun 2 samples per periode af udgangsfrekvensen, det er derfor umuligt at rekonstruere et signal med et mindre antal støttepunkter. I praksis er 2 støttepunkter også for lidt; maximum $M=R*0,4$ er realistisk at opnå

Aliasing:

Ligeledes på grund af, at vi har et samplet system, opstår der harmoniske af clockfrekvensen plus F_0 på udgangen. Udgangsspektret vil indeholde F_0 , F_0+F_{clk} , F_0+2*F_{clk} , F_0+3*F_{clk} o.s.v. Disse mixerprodukter er kendt under navnet aliasing og må fjernes af lavpasfiltret der følger kurvegeneratoren. Især kan $F_{clk}-F_0$ give problemer, når udgangsfrekvensen nærmer sig nyquistfrekvensen. Afhængig af, hvilken dæmpning der ønskes af alias frekvenserne, og hvor tæt den øverste frekvens er på nyquistfrekvensen, afgør hvor komplekst lavpasfiltret skal være. Ønskes som eksempel 60 dB dæmpning af uønskede signa-

ler, og clockfrekvensen er 42% af udgangsfrekvensen, kræves et lavpasfilter med 20 sektioner, og det er i praksis næsten umuligt at lave

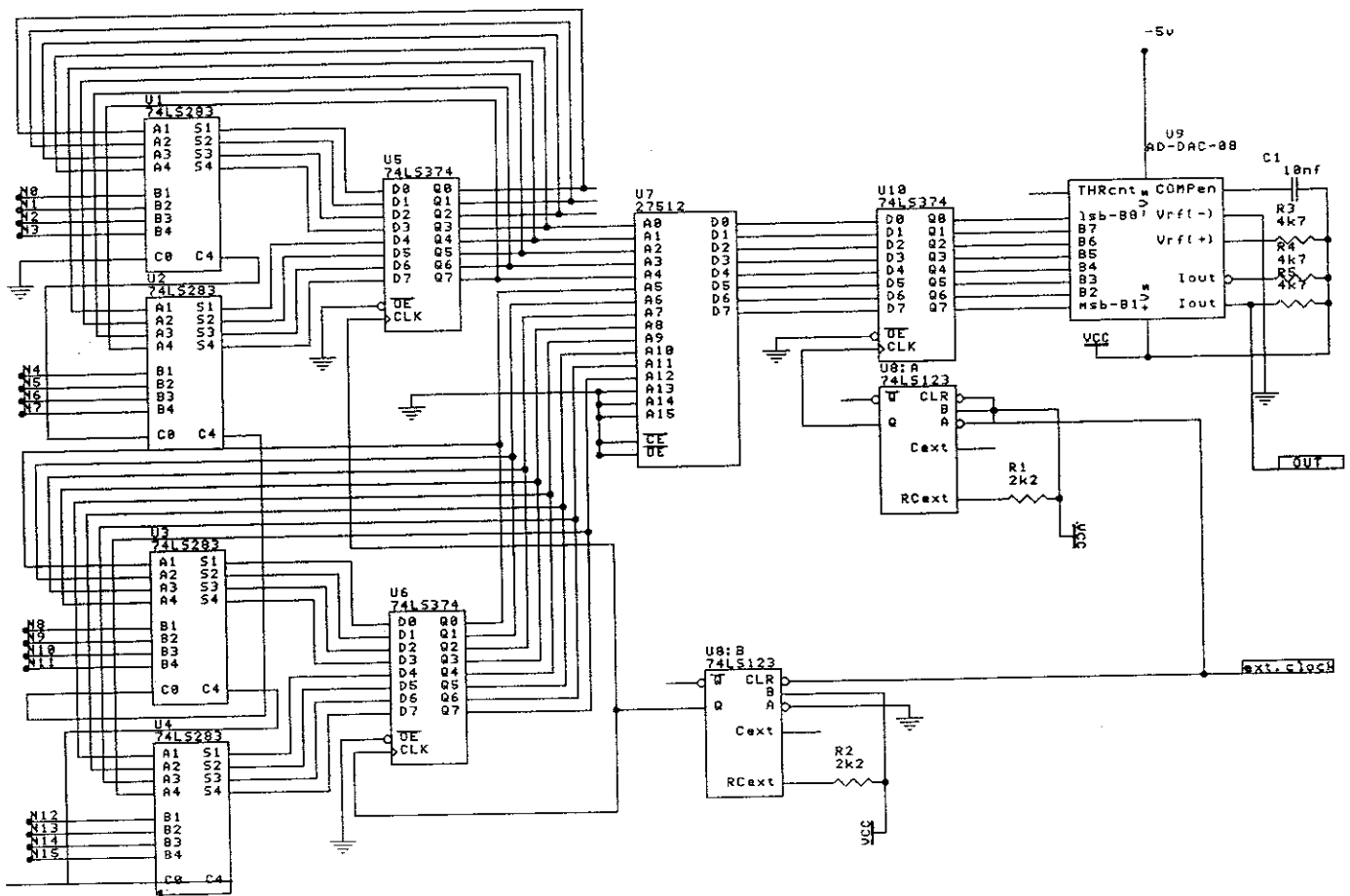
Spurius:

Som tidligere omtalt laves sinuskurven af små step; disse step vil forårsage, at udgangssignalet vil indeholde andre frekvenser end den ønskede, og disse er ikke harmonisk relaterede. Disse frekvenser kaldes DDS spurius. Denne „Fejl“ kaldes også kvantiseringsfejl. En god DDS kan holde disse spurius på under 60 dB, i forhold til det ønskede signal; det bedste i dag er omkring 80 dB.

Når udgangsfrekvensen nærmer sig en brøkdelen af clockfrekvensen f.eks. 1/3, 1/10 o.s.v. vil spuriuserne "samle sig" omkring udgangsfrekvensen, og når udgangsfrekvensen er eksakt lig en brøkdelen af clockfrekvensen, vil spurius og ønsket output falde sammen

Fordele:

Nu er snart alt det dårlige sagt om DDS; der er dog også mange fordele. Teknikken er meget let at integrere i en IC, der er ikke noget, der skal justeres, og en af de største fordele er nok at frekvensopløsningen er høj samtidig med at skiftetiden er meget hurtig, noget der med traditionel PLL teknik var modstridende faktorer. Skiftetider på 500ns er ikke unormalt.



Design eksempel:

Der, hvor DDS kommer ind i vores amatørradioer, er nok oftest som erstatning for VFO'en. Et typisk eksempel kunne være at dække området fra 0 til 2,5 MHz i 100 Hz step

Fra nyquistkriteriet ses så allerede, at clockfrekvensen skal værre større end 5 MHz. Opløsning er derefter den næste bestemmende faktor; beregnes $F_{res} = 100 \text{ Hz} = F_{clk}/R$, fås $R > 50000$, med 16 bit fås $R = 65536$. Det er praktisk at vælge et multiplum af 4 bit, da akkumulatoren kan opbygges af 74HC283 kredse, der indeholder en 4 bit adder hver. Så fastholdes opløsningen på 100 Hz, kan i stedet vælges en clockfrekvens på 6.5536 MHz. En sådan DDS vil da dække fra DC til $0.4 \cdot F_{clk} = 2.6214 \text{ MHz}$ i 100 Hz step. Fig 2 viser, hvordan dette kredsløb kan opbygges i praksis ved brug af standardkredse

Den digitale akkumulator er opbygget omkring Icl til Icl4, her bruges 74HC283, der hver indeholder en 4 bit adder. Tilsammen danner de en 16 bit adder. For at kunne føre det just beregnede tal tilbage til indgangen er anbragt 2 stk. 8 bit latches IC5 og IC6 af typen 74HC374. Kurvegeneratoren består af IC7, der er en 8K*8bit eeprom. Denne eeprom er programmeret med

værdier efter følgende formel: $data = 127 \cdot (\cos(2 \cdot \pi \cdot \text{adresse}/8192) + 1)$ hvor adressen går fra 0 til 8192 og cos beregnes i radianer. Eepromen skal være en hurtig type for at kunne følge med; en 100 ns eeprom kan gøre jobbet med den valgte clockfrekvens. Bemærk, at øges clockfrekvensen, stilles tilsvarende større krav til accesstiden for eepromen, og det kan være svært at tilfredsstille.

A-d konverteren er en standard DAC812, der konverterer på mindre end 50 ns. Udgangsfileret er et 5. ordens LC lavpasfilter der fjerner aliasing komponenterne med en afskæringsfrekvens på 2.8 MHz.

Slutbemærkninger:

Dette afslutter så beskrivelsen af en DDS. Det beskrevne eksempel er afprøvet i praksis, men skal ikke tages som en færdig løsning, blot tjene til at anskueliggøre principperne. Det skal også bemærkes, at flere firmaer tilbyder integrerede løsninger med en eller flere chips, der langt overstiger det viste eksempel i performance, men så sandelig også i pris. Så der er stadig mulighed for amatøren at bygge noget, der kan konkurrere, hvem kommer først?

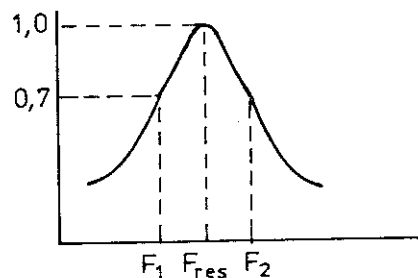
OZ

Resonansmåling

Af OZ1JOG Svend Aage Bøgebjerg, Ligustervej 2, 7400 Herning

Da jeg stod og skulle renovere min W3DZZ antenne med nye „traps“, kom jeg i tanke om den måleopstilling jeg bruger, når jeg lægger afstemte kredse på plads uden „dykmeter“; måske kunne glæde andre medradioamatører.

Til opgaven bruges en målesender, universalinstrument og en HF-probe. Når man varierer målesenderens frekvens omkring resonansfrekvensen, vil måleinstrumentet vise et udslag, som er størst på resonansfrekvensen i dette her tilfælde 7,05 MHz. Opstilling er vist i fig 1



$$Q = \frac{F_{\text{resons}}}{F_2 - F_1}$$

EKSEMPEL :

$$Q = \frac{7,05 \text{ MHz}}{6,950 - 7,150} = \frac{7,05 \text{ MHz}}{0,2} = 35,25$$

Q-måleinstrument

er ikke hver mands øje, men med den samme måleopstilling som i fig. 1 kan du godt måle kredsgodhed, Q (kvalitet). Vi går nu ud fra at måleinstrumentet viser max. udslag på 7,05 MHz; derefter drejes målesenderen ned i frekvens, indtil måleinstrumentet viser 70 % af det maximale. Noter denne frekvens og gør samme måling på den anden side af 7,05 MHz. Forskellen mellem disse to frekvenser divideres op i 7,05 MHz, og fluks har du Q værdien: Se fig. 2

OZ

OZ FEBRUAR 1993

