

En "fjärrstyrd" induktans

Denna artikel beskriver hur Du kan använda en stub matarledning avslutad med en vridkondensator för att åstadkomma en variabel reaktans Z_{in} vid matarledningens ingång, se figuren nedan:



Anordningen uppträder som en "fjärrstyrd" reaktans som kan varieras kontinuerligt mellan två gränsvärden. Med lämplig längd på stuben kan Du åstadkomma både kapacitiv och induktiv reaktans vid dess ingång. Anordningen kan användas för att anpassa antenner, eftersom den har ganska låga förluster med rätt typ av matarledning. En särskilt intressant tillämpning är att stämma av det parasitiska elementet i en riktantenn, t ex en 2-elements beam för att trimma front-to-back eller vända strålningsriktningen.

Ingångsimpedansen Z_{in} hos en stub med karakteristiska impedansen Z_0 som är belastad med impedansen Z_1 är:

$$(1) \quad Z_{in} = Z_0 \frac{Z_1 + Z_0 \cdot \tanh(x)}{Z_0 + Z_1 \cdot \tanh(x)}$$

Här är x ledningens dämpningsfaktor och $\tanh(x)$ är den hyperboliska tangensfunktionen med argumentet x . Om ledningen har förluster är x ett komplext tal och då blir (1) svår och arbetsam att använda om man vill räkna analytiskt. Det som kallas Smith-diagrammet är direkt baserat på (1) och är ett bra hjälpmedel för att använda (1) när man vill räkna numeriskt.

Vi ska titta på ett intressant specialfall som kan behandlas analytiskt utan Smith-diagrammet. Antag först att ledningen är förlustfri. Detta gäller ganska väl för öppen 600 ohm stege och 300 eller 450 ohm bandkabel av bra kvalitet.

Med förlustfri ledning blir $x = 2j\pi l$ där l är stubens längd i våglängder. Om vidare stuben har längden $\lambda/8$ våglängder blir $\tanh(x) = \tanh(j\pi/4) = j \cdot \tanh(45^\circ) = j$ och uttrycket i (1) kan förenklas till

$$(2) \quad Z_{in} = Z_0 \frac{Z_1 + j \cdot Z_0}{Z_0 + j \cdot Z_1}$$

Om Z_1 är en rent kapacitiv reaktans $1/j\omega C = -j \cdot XC$ kommer Z_{in} att bli rent reaktiv, men det intressanta är att Z_{in} kan bli antingen positiv (induktiv) eller negativ (kapacitiv) beroende på om XC är större eller mindre än Z_0 :

$$(3) \quad Z_{in} = j \cdot Z_0 \cdot \frac{(-XC + Z_0)}{(Z_0 + XC)}$$

För små värden på XC (stort C) är Z_{in} en induktiv reaktans eftersom Z_{in} blir

Av
SM0AQW
Jan Gunmar
Gamla Ekerövägen 42
178 34 Ekerö
Tel 08-56031996

kapacitiv när XC är större än Z_0 . Man kan alltså förverkliga en variabel induktans med hjälp av en vridkondensator och en bit transmissionsledning - detta ger ju direkt en del idéer och uppslag! Vi ska räkna igenom ett exempel.

Antag att stuben är gjord med öppen 600 ohms ledning och att den är $\lambda/8$ våglängd vid $f = 3.5$ MHz (ca 10.5 meter) Vi varierar kapacitansen C mellan 20 och 450 pF. Reaktansen XC kommer då att variera mellan 2000 och ca 100 ohm.

Intressant! Om vi varierar vridkondensatorns kapacitans mellan ca 20 och 450 pF får vi en reaktansvariation i stubens borte ände mellan ca $-330 \cdot j$ ohm (kapacitivt) till ca $+j \cdot 430$ ohm (induktivt). En induktiv reaktans 300 ohm vid 3.5 MHz motsvarar en induktans av $L = 13.6$ mikrohenry.

Om vi har tillgång till en större vridkondensator än 450 pF kan vi öka induktansen ytterligare något, men vi kommer aldrig över gränsvärdet ca 27 mH vilket motsvarar 600 ohm induktiv reaktans = ledningens karakteristiska impedans. Detta inträffar när vi kortsluter stuben helt.

Diagram 1 nedan visar den resulterande ingångsreaktansen hos en $\lambda/8$ stub vid 3,5 MHz när stuben är avslutad med en kapacitiv reaktans $XC = 0 - 2000$ ohm. Diagram 2 visar den kapacitans C som motsvarar reaktansen XC .

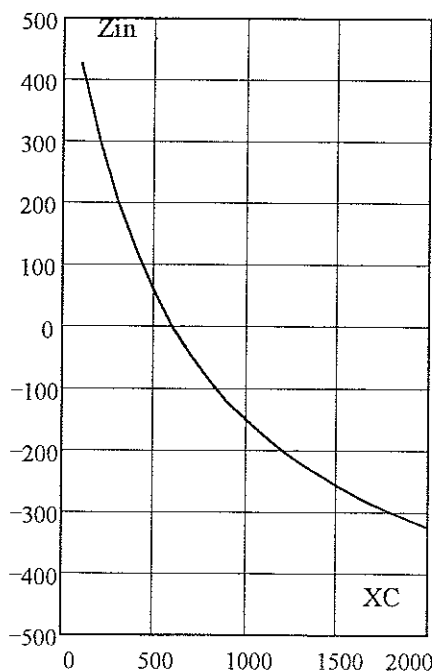


Diagram 1

Diagram 2. Sambandet mellan kapacitansen C och reaktansen XC vid 3,5 MHz.

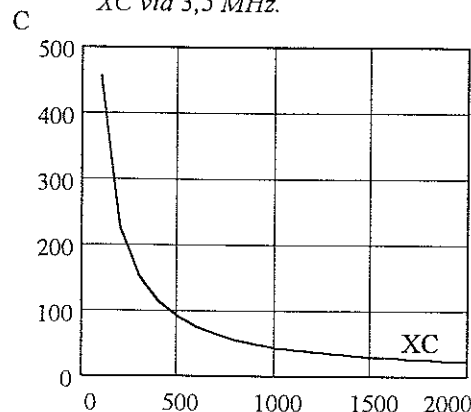


Diagram 2

Är det möjligt att åstadkomma större induktanser? Vi tittar på uttrycket för inimpedansen Z_{in} :

$$Z_0 \frac{Z_1 + Z_0 \cdot \tanh(x)}{Z_0 + Z_1 \cdot \tanh(x)}$$

Om vi vill åstadkomma inimpedanser större än $+600 \cdot j$ ohm måste stublängden göras större än en åttondels våglängd - vi ökar då beloppet av $\tanh(x)$. Detta medför samtidigt att variationsområdet för kapacitiva inreaktanser minskar. Om man gör $\tanh(x) = j \cdot 2$ (motsvarar en stublängd av 0.18 våglängder) blir variationsområdet för Z_{in} mellan 825 ohm induktiv och ca 105 ohm kapacitiv reaktans i exemplet ovan.

Valet $\lambda/8$ våglängd för stuben är en bra kompromiss om man vill ha ett nästan symmetriskt variationsområde för den variabla reaktansen. Om man enbart vill ha en induktiv reaktans med stor variation skall man göra stuben ändå längre - men inte mer än $\lambda/4$ våglängd! - då kan man åstadkomma ganska stora variabla induktiva reaktanser när belastningskapacitansen är stor.

Det finns en hake i vad jag utlovar. Om matarledningen har förluster transformeras en förlustresistans in i serie med den variabla induktans man vill åstadkomma. För vissa tillämpningar, t ex att ersätta en förlängningsspole till en vertikalantenn över mark, kan värdet på förlustresistansen vara kritiskt och jag har kontrollerat förlusterna för några olika ledningstyper.

Ett praktiskt exempel:

Vi vill bygga en kort vertikal för 3.5 MHz som är ca en åttondels våglängd lång. En sådan antenn har typiskt strålningsimpedanserna ca 6 - j340 ohm vid 3.5 MHz och ca 7.5 - j290 ohm vid 3.8 MHz om man förutsätter ett perfekt jordplan. Med ett realistiskt jordplan ökar inimpedansens reella del med något mellan 10 och 30 ohm.

Vid 3.5 MHz har antennen en kapacitiv reaktans på -j*341 ohm. Den kan vi kompensera genom att koppla in en "förlängningsspole" i matningspunkten med reaktansen +j*341 ohm vilket motsvarar L = 15.5 µH.

Om vi kopplar denna induktans i serie med antennen blir ingångsimpedansen rent resistiv = 6.2 ohm + förlustr resistanser i spole och jordplan. Om man antar att Q-värdet för spolen är 250, så blir förlustr resistansen i spolen = 341/250 = 1.36 ohm. Verkningsgraden för antennen blir totalt inte så lysande, men det viktiga är att spolen bara bidrar med 1.36 ohm resistans.

Antag att vi i stället vill förverkliga den induktiva reaktansen 341 ohm med en stub avslutad med en kapacitans. Om denna stub räcker ända in i shacket får vi en möjlighet att stämma av antennen direkt i matningspunkten över hela 80 m bandet så att feedern från transceivern hela tiden ser en resistiv belastning. Vad blir då förlusterna i stuben?

Antag först att stuben är en 1/8 våglängd 600 ohm stege (ca 11 meter lång). Då blir erforderligt C = 275 pf (se diagram 1 ovan). En 600 ohm ledning har grunddämpningen 0.03 dB/100 ft (vid anpassning) och dess hastighetsfaktor är 0.97.

Vi beräknar inimpedansen för den avstämda stuben: $Z_{in} = 0.933 + j \cdot 341$ ohm.

Ekvation (1) har använts, men beräkningarna återges inte här - de är krångliga (se appendix)!

Stuben transformerar in 0.933 ohm i matningspunkten! Skillnaden mellan denna resistans och spolens förlustr resistans är obetydlig - vi kan konstatera att användning av en avstämd stub med 600 ohm ledning är likvärdigt med att använda en förlängningsspole med ganska bra Q-värde, men man får en möjlighet att fintrimma antennen till resonans över hela bandet 3.5 - 3.8 MHz.

Hur blir det om man använder 52 ohm koaxialkabel? Då behövs en längre kabel - en kapacitivt avstämd 1/8 - våglängd koax ger inte tillräckligt hög induktiv reaktans. Vi provar med maximumfallet - en stub av RG58A som är en elektrisk kvartsvåg lång. RG58A har dämpningen 0.68 dB/100 ft och hastighetsfaktorn 0.66.

En förlustfri kvartsvågsstub med $Z_0 = 52$ behöver belastas med -j*7.93 ohm för att ge +j*341 ohm i andra änden. Detta motsvarar en kapacitans av 5.73 nF - här räcker inte med en vridkondensator!

Om man med (1) räknar ut inimpedansen hos en kvartsvågs stub RG58A med grunddämpningen 0.68 dB/100 fot som är avslutad med 5.93 nF vid 3.5 MHz erhålls faktiskt $Z_{in} = 78.5 + j \cdot 322$ ohm

Vi når nästan fram med reaktansvärdet (borde vara 341 ohm), men förlustr resistansen blir alldeles för hög, 78.5 ohm. Koaxialkabel med denna kvalitet går inte att använda. Räknar man i stället med RG8A som har dämpningen 0.3 dB/100 fot blir inimpedansen till stuben $Z_{in} = 36.2 + j \cdot 337$ ohm. Detta är fortfarande alldeles för högt - är inte acceptabelt!

Vi kan konstatera att koax RG8A eller RG58A ger för höga förluster - och är oanvändbara i så långa stubar. Den oskyldige åskådaren kan fråga sig "hur kan det bli så här dåligt?" Jo - en sådan här anordning arbetar med totalreflexion - SVF är oändligt, eftersom stuben är avslutad rent reaktivt - och då blir förlusterna stora i en koaxialkabel eftersom den har så pass hög grunddämpning. Öppen ledning har ca 20 ggr lägre grunddämpning (i dB!) än koax.

Vi tar ett sista exempel - med en $\lambda/8$ stub av 450 ohm bandkabel är $G = 0.028$ dB/100 ft och $V = 0.95$. Med sådan kabel behövs ett Z_1 av ungefär -j*62 ohm vilket motsvarar en kapacitans 733 pF som avslutning. Inimpedansen med en sådan kabel blir $Z_{in} = 0.76 + j \cdot 341$ ohm, vilket är helt OK: 450 ohm kabel är lika bra eller bättre än öppen stege!

Slutord

Jag har själv provat denna anordning för att trimma front-to-back hos en 2 cl quad för 40 meter med gott resultat och jag tror att man kan hitta många andra tillämpningar för den. En viktig slutsats av beräkningarna är att man ska se upp med dämpningen hos koaxialkabel. Lycka till med experimenten!

APPENDIX

- NÅGRA FORMLER FÖR DEN SOM VILL RÄKNA SJÄLV

Inimpedansen för en ledning med karakteristiska impedansen Z_0 som är avslutad med impedansen Z_1 är:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_1 + Z_0 \tanh(\alpha x)}{Z_0 + Z_1 \tanh(\alpha x)}$$

här är $X = \alpha + j \cdot \beta$
där $\beta = 2\pi \cdot S$
och $\alpha = 0,18 \cdot G \cdot \sqrt{\beta/f}$

- α/β ledningsdämpning per radian (sort: Neper/radian - i Neper = 8,686 dB)
- G ledningens grunddämpning i dB/100 fot (står t ex i ARRL-handboken)
- V hastighetsfaktorn för ledningen (dito)
- S ledningens elektriska längd i våglängder
- f arbetsfrekvensen i MHz (inte Hz!)

Jag ber om ursäkt för sorterna ovan (fot, Neper etc) men G anges i dB/ft i de flesta handböcker. För den som har tillgång till matematikprogramvaror som t ex MathCad eller Matlab är det en barnlek att programmera in ovanstående formler - men med litet mer arbete kan en programmerbar kalkylator också användas. Lycka till!

REFERENSER

"Reference Data for Radio Engineers" ("ITT-handboken"), kapitel 22 (Transmission Lines) H.W.Sams & Co., Inc

QTC

Stoppdatum 1996

Med "Stoppdatum", respektive "Sista minuten" avses, att manus och andra bidrag skall vara redaktören tillhanda. "Sista-minuten" bidragen är begränsade till högst 500 tecken.

Sista inlämningsdatum för Hamannonser är den 10:e i månaden före införandet. Betalningen skall då också vara erlagd.

Nr	Mån	Stopp	"Sista minut"
3	MARS	10 feb 96	12 feb
4	APR	10 mar 96	11 mar
5	MAJ	12 apr 96	15 apr
6	JUNI	10 maj 96	11 maj
7	JULI	14 jun 96	17 jun
8	AUG	12 jul 96	15 juli
9	SEPT	16 aug 96	19 aug
10	OKT	13 sep 96	16 sep
11	NOV	11 okt 96	14 okt
12	DEC	15 nov 96	18 nov

Medföljer som bilaga i QTC detta nummer:

SSA valsedel med ytter- och innerkuvert