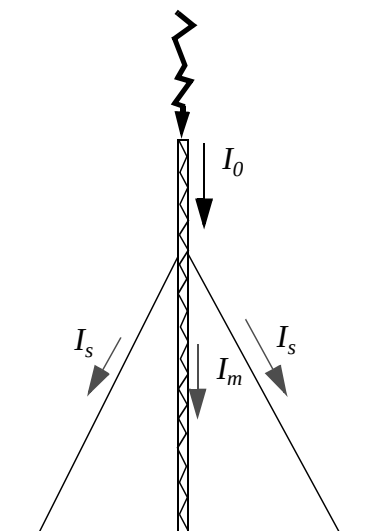


Torleif Martin och Jörgen Lorén

Blixtströmsfördelning på kommunikationsmaster - mätningar och beräkningar på en skalmodell.



Teknisk rapport

Torleif Martin och Jörgen Lorén

Blixtströmsfördelning på kommunikationsmaster - mätningar och beräkningar på en skalmodell.

Utgivare Totalförsvarets Forskningsinstitut, FOI Avdelningen för Sensorteknik Box 1165 SE-581 11 LINKÖPING	Rapportnummer, ISRN FOI-R--0457--SE	Klassificering Teknisk rapport
	Forskningsområde 4. Spaning och ledning	
	Månad, år Mars 2002	Projektnummer E3820
	Verksamhetsgren 5. Uppdragsfinansierad verksamhet	
	Delområde 41. Ledning med samband och telekom och IT-system	
Författare/redaktör Torleif Martin Jörgen Lorén	Projektledare Torleif Martin	
	Godkänd av	
	Uppdragsgivare/Kundbeteckning FMV	
	Tekniskt och/eller vetenskapligt ansvarig	
Dokumentets titel (I översättning) Blixtströmsfördelning på kommunikationsmaster - mätningar och beräkningar på en skalmodell.		
Sammanfattning (högst 200 ord) I denna rapport presenteras resultaten av en studie som syftar till att undersöka olika simuleringsmodeller för blixtströmsfördelning på kommunikationsmaster. Arbetet är ett led i FMVs strävan att ställa riktiga skyddskrav på utrustning som ansluter mot inkommande kablar från kommunikationsmaster. För att kunna specificera skyddsåtgärder för elektroniksystemen måste den inkopplade störsignalen bestämmas. Det är önskvärt att störnivån kan bestämmas med enkla simuleringsverktyg eftersom fullskaleprov är komplicerade, tidskrävande och kostsamma. I denna rapport visas hur blixtpåkänningen på en relativt komplicerad struktur kan simuleras med beräkningsmodeller av olika komplexitetsgrad. I ett första steg har beräkningsmodellerna verifierats genom jämförelser med modellmätningar för en kommunikationsmast monterad på ett metalljordplan. Markeffekter är således ej inkluderade i denna studie. Modellen är i skala 1:100. De parametrar som studerats är främst toppamplitud och stigtid hos de strömpulser som uppkommer på olika delar av mastkonfigurationen. Resultaten visar att momentmetoden och transmissionsledarmodellen (TL-modellen) överlag överensstämmer bra med mätningarna. TL-modellen beräknar kopplingen till en tråd inuti masten bättre än momentmetoden. Resonansfenomen beräknas dock bäst med momentmetoden eftersom utstrålning saknas i TL-modellen. En annan slutsats från resultaten är att det är viktigt att modellera blixtkanalerna på ett riktigt sätt.		
Nyckelord blixt, åska, transienter, transmissionsledare, kommunikation		
Övriga bibliografiska uppgifter		Språk Svenska
ISSN 1650-1942	Antal sidor: 47	
Distribution enligt missiv	Pris: Enligt prislista Sekretess	

Issuing organization FOI - Swedish Defence Research Agency Sensor Technology P.O. Box 1165 SE-581 11 LINKÖPING	Report number, ISRN FOI-R--0457--SE	Report type Technical report
	Research area code 4. C4ISR	
	Month, year March 2002	Project no. E3820
	Customer code Commissioned Research	
	Sub area code 41 C41	
Author/s (editor/s) Torleif Martin Jörgen Lorén	Project manager Torleif Martin	
	Approved by 	
	Sponsoring agency FMV	
	Scientifically and technically responsible 	
Report title (In translation) Lightning distribution on communication towers - Measurements and computations applied on a scaled model.		
Abstract (not more than 200 words) This report presents the results of a study concerning comparisons and evaluation of different simulation models for lightning current distribution on communication towers. This work is in line with the Swedish Defence Material Administration's (FMV) ambitions to define relevant protection levels for electronic equipment connected to cables in communication towers. In order to specify protection requirements for electronic systems, the expected level of signal disturbance due to a lightning strike must be determined. It is desirable that the level of disturbance can be determined by use of simple simulation tools since full scale testing is complicated, time consuming and expensive. This report shows how different lightning current simulation models can be applied on a relative complex structure. At a first stage, the simulation models have been verified by comparisons with measurement on a scaled communication tower mounted on a metallic groundplane. Hence, realistic ground effects are not included in this study. The model scale is 1:100. The parameters that have been studied are the peak current amplitude and the rise time of the current pulses that occur at different positions on the tower configuration. The results show that the moment method and the Transmission Line model (TL-model) correspond well with measurements. The TL-model calculates the coupling to an internal wire inside the tower better than the moment method. Resonances are more accurately calculated using the moment method since radiation is not included in the TL-model. Another conclusion from the results is that it is important to model the lightning channel correctly.		
Keywords lightning, transients, transmission lines, communication		
Further bibliographic information 		Language Swedish
ISSN 1650-1942	Pages: 47	
	Price acc. to pricelist Security classification:	

Innehåll

1 Inledning	6
2 Problem beskrivning	7
2.1 Blixtströmsfördelning på masten	7
2.2 Hotpuls	8
2.3 Skalad hotpuls	10
3 Mastmodeller	11
3.1 Trådmast	11
3.2 Kommunikationsmast	13
4 Mätuppställning	15
5 Simuleringsmodeller	17
5.1 Kretsmodell	17
5.2 Transmissionsledarmodell (TL-modell)	19
5.3 Momentmetoden (NEC-3)	20
5.4 Modell av blixtkanalen	21
6 Resultat	22
6.1 Trådmast	22
6.1.1 Inimpedans	22
6.1.2 S_{21}	23
6.2 Kommunikationsmast	24
6.2.1 Inimpedans	24
6.2.2 S_{21}	26
6.2.3 Koppling mellan spänning och injicerad ström med ideal strömgenerator	29
6.2.4 Tidspulssvar med ideal strömgenerator	31
6.2.5 Koppling mellan spänning och injicerad ström med anpassad strömgenerator	33
6.2.6 Tidspulssvar med anpassad strömgenerator	35
7 Mätosäkerhet och beräkningsosäkerhet	37
7.1 Mätosäkerhet	37
7.2 Beräkningsosäkerhet.	39
8 Diskssion och slutsatser	40
9 Referenser	41
 Bilaga A. Detaljritning modellmast	 43
Bilaga B. Induktansberäkningar	44

1 Inledning

Denna studie syftar till att utveckla och validera olika simuleringsmodeller för blixtrömsfördelning på kommunikationsmaster. Arbetet är ett led i FMVs strävan att ställa riktiga skyddskrav på utrustning som ansluter mot inkommande kablar från kommunikationsmaster.

Vid ett åsknedslag i mastens topp fördelas blixtrömmen mellan staglinor och masten. Signalkablar mellan elektronikutrustning och antennsystem i mastens övre del, är monterade längs masten. Via direkta eller indirekta effekter kommer strömmar ledas på dessa signalkablar. Beroende på skärmtyp hos dessa kablar och hur dessa är monterade, kopplas blixtrömmen in till signalledare innanför skärmen.

För att kunna specificera skyddsåtgärder för elektroniksystemen måste den inkopplade störsignalen bestämmas. Det är önskvärt att störnivån kan bestämmas med enkla simuleringsverktyg eftersom fullskaleprov är komplicerade, tidskrävande och kostsamma.

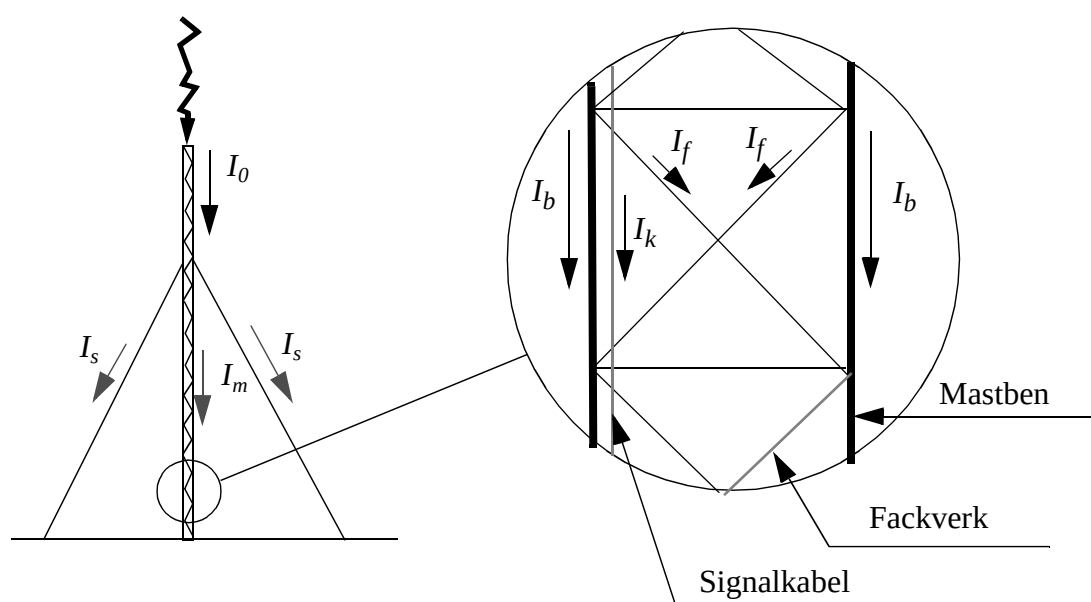
I denna rapport visas hur blixtpåkänningen på en relativt komplicerad struktur kan simuleras med beräkningsmodeller av olika komplexitetsgrad. I ett första steg har beräkningsmodellerna verifierats genom jämförelser med modellmätningar för en kommunikationsmast monterad på ett metalljordplan. Markeffekter är således ej inkluderade i denna första studie. Modellen är i skala 1:100 och det frekvensband som definieras av blixtpulsens spektrum har därför skalats upp med en faktor 100. Detta skalningsförfarande fungerar bra förutsatt att endast strömfördelningen skall studeras och att marken ersätts med ett metalljordplan. De simuleringsmodeller som används här kan givetvis även användas på fullskaleobjekt. De parametrar som studerats är främst toppamplitud och stigtid hos de pulser som uppkommer på olika delar av mastkonfigurationen.

2 Problembeskrivning

2.1 Blixtströmsfördelning på masten

Inom försvaret finns olika typer av mobila och stationära kommunikationsmaster. Typiska masthöjder är ca 30 - 50 meter. En mast kan ha olika antal staglinor monterade på olika höjder. Ett åsknedslag i mastens övre del medför att strömmar fördelas mellan fackverksmasten och staglinorna. Beroende på hur signalkablar till utrustningen i masten är förlagda kommer störningar kopplas in till dessa. För skärmade signalkablar som är i elektrisk kontakt med mastens övre del, kommer induktansförhållandena mellan masten, staglinor och signalkablar samt avslutningsimpedansen (marken) bestämma hur stor blixtröm som flyter på signalkablarna. Kopplingen från ytterskärm till innerledare bestäms av signalkabelns sk transferimpedans.

Problemställningen sammanfattas i figur 1 nedan. En blixtröm I_0 leds in i mastens topp. Denna ström fördelas mellan staglinor och mast (I_s respektive I_m). I masten fördelas strömmen ytterligare mellan mastens ben och fackverk (I_b respektive I_f), se högra delen av figur 1. En del av strömmen kopplas till signalledare (I_k) längs med masten. Kopplingen kan ske på olika sätt beroende på hur signalledaren är monterad i masten och vid utrustning vid masttoppen och vid marken. Eftersom blixtpulsens spektrum är relativt lågfrekvent så är induktiv koppling tillsammans med eventuella galvaniska kontaktpunkter längs masten de viktigaste faktorerna för hur stor strömmen längs signalkabeln blir.



Figur 1. Problemformulering. Strömmen längs signalkabeln söks givet en blixtröm I_0 .

Denna studie har fokuserats på modelleringen av strömförhållandena mellan maststruktur och staglinor. Även kopplingen till en skärmad kabel som löper parallellt med mastbenen har inkluderats. Däremot har ej koppling till innerledare studerats vilken bestäms av kabelns transferimpedans. Markeffekter har ej inkluderats, dvs marken har ersatts med ett metalljordplan.

För att kunna utvärdera olika beräkningsmetoder för problemställningen så har en förenklad modellmast i skala 1:100 byggts av verkstaden på FOI. Strömförhållanden på olika delar av masten kan då enkelt mätas i laborationsmiljö. Detta innebär även att frekvensbandet skalas upp med samma faktor för att få med resonanta förlopp, se vidare avsnitt 2.3.

Blixtkanalen har ej modellerats eftersom detta ej är nödvändigt för att utreda strömförhållanden i en mast. En sådan modell kan i efterhand appliceras i serie med de modeller som presenteras här. För att förenkla modelleringen och mätförfarandet så har strömmen injicerats i en av mastens staglinor. Detta är inte ett realistiskt fall men det fungerar för att utreda modelleringsförfaranden av strömförhållanden mellan mast, signalkabel och staglinor.

Inga olinjära effekter har inkluderats. Detta innebär att kopplingsfenomenet kan behandlas i frekvensdomänen vilket underlättar analysen avsevärt. Pulssvar fås genom att fouriertransformera resultaten till tidsdomänen för given hotpuls.

2.2 Hotpuls

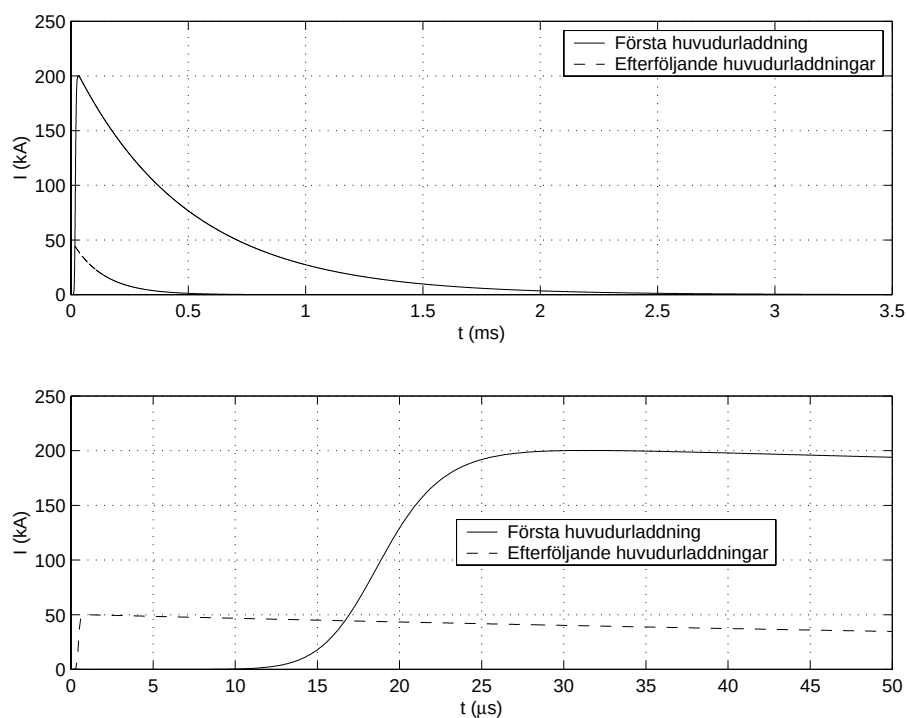
Den hotmiljö som förekommer för master och höga byggnader finns beskriven i [1]. Enligt denna referens är urladdningsförloppet för blixtnedslag i master fenomenologiskt lik raketinitierad blixurladdning ("triggered lightning"). Inom åskskyddsforskningen brukar blixten delas upp i en huvudurladdning ("first return stroke") och efterföljande huvudurladdningar ("subsequent return strokes") [2]. Vid åsknedslag i master och höga torn är det vanligt att den första huvudurladdningen saknas, istället börjar en relativt jämn ström flyta följt av snabba upprepade strömpulser [1]. Dessa har relativt snabba stigtider, ca 0,3 - 0,4 μs [1],[3]. Pulsernas maxamplitud varierar men är i storleksordningen tiotals kiloampere. För en utförligare redogörelse över huvudurladdningsmodeller, se exempelvis [4].

Eftersom denna studie endast syftar till att studera fördelningen av strömmen och kopplingen till olika delar i masten är det hotpulsens frekvensband som är av intresse. Detta bestäms till största delen av stigtiden och pulslängden för pulsen. Den av IEC definierade standardpulsen för efterföljande huvudurladdningar ("subsequent return strokes") har en stigtid om 0,25 μs [5] vilket därför är en lämplig pulstyp för denna studie. Tidigare pulstyper för analyssyften, som bl a använts i flygfarkostsammanhang, var s k dubbelexponentialpulser [6]. Nackdelen med dessa är att pulsderivatan är diskontinuerlig vid $t=0$. IEC-pulserna har inte denna egenskap och startar mjukare. IEC - strömpulsen för huvudurladdningar definieras som [5]

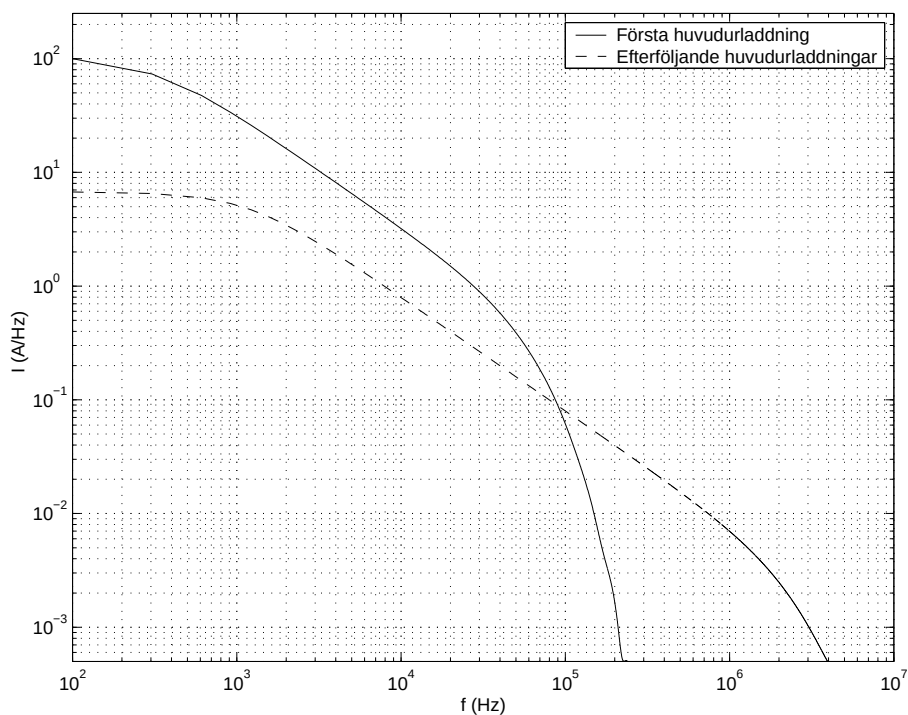
$$I(t) = \frac{I_0}{h} \cdot \frac{(t/\tau_1)^{10}}{1 + (t/\tau_1)^{10}} \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right), \quad (1)$$

där I_0 är pulsens maxamplitud, h är en korrektionsfaktor, t är tiden, τ_1 är "frontens" tidskonstant och τ_2 är "svansens" tidskonstant. För efterföljande huvudurladdningar är $h=0,993$, $\tau_1 = 0,454\mu\text{s}$

och $\tau_2 = 143\mu\text{s}$. I_0 varierar mellan 25 kA och 50 kA beroende på skyddnivå. I figur 2 och 3 ses första och efterföljande huvudurladdningarnas tids- respektive frekvensförlopp.



Figur 2. Standardpulser enligt IEC-1312-1. Den nedre figuren visar de 50 första mikrosekunderna av pulserna i den övre figuren. Notera de olika tidsskalorna.



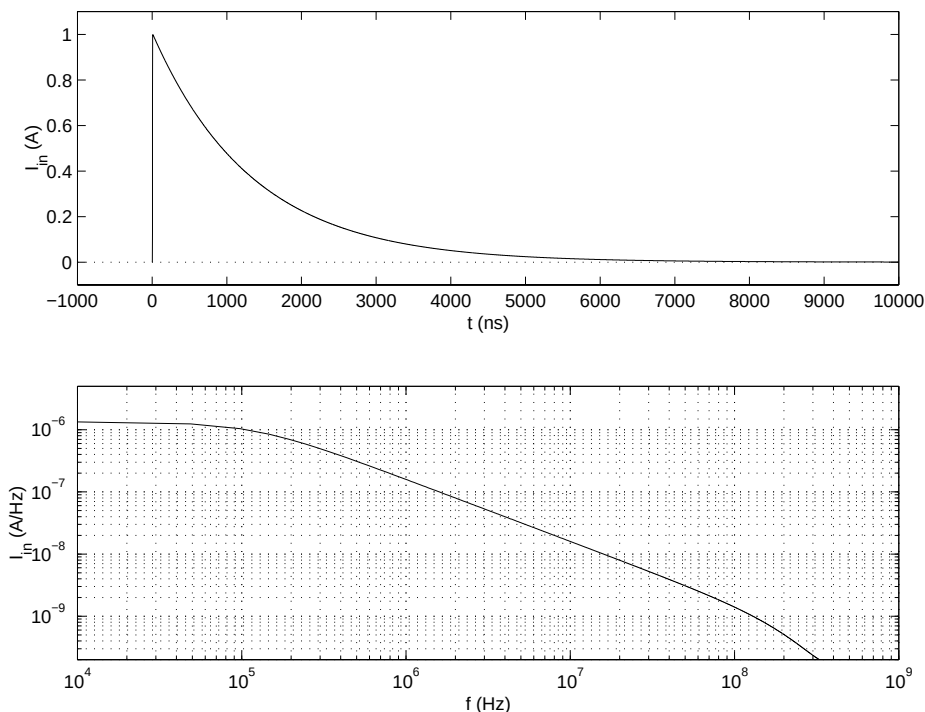
Figur 3. Frekvensspektra för de två olika pulserna i figur 2.

Karakteristiken för efterföljande huvudurladdningens pulsspektrum framgår tydligt ur figur 3. Spektrumet har en flat del upp till första brytpunkten omkring 1 kHz, därefter sjunker strömstyrkan med 20 dB per dekad ner till andra brytpunkten som är omkring 2 MHz. Över denna brytpunkt sjunker spektrumet markant. Även om pulsspektrumet har sjunkit med drygt 3 tiopotenser vid andra brytpunkten så kan resonanta fenomen innebära att denna del av spektrumet är viktigt att inkludera. Lägsta möjliga stående våg på staglina eller maststruktur är vid en kvarts våglängd. För exempelvis en 75 m lång staglina motsvarar detta 1 MHz.

2.3 Skalande hotpuls

Mätningar och beräkningar utfördes för en skalad mastkonfiguration där skalan är 1:100. Eftersom resonansfenomen bestäms av masten och staglinornas längder så skalades tidsskalan även med en faktor 1/100 vilket motsvarar ett ökning av frekvensspektrumet med en faktor 100. Detta kan göras eftersom maststruktur och marken består båda av metall vilka betraktas som perfekta ledare i beräkningarna. Resonansfrekvenser för en viss struktur av längd l bestäms av det dimensionslösa talet $kl = 2\pi fl/c$ vilket förblir oförändrat vid en modellskala 1:100 tillsammans med frekvensökning med en faktor 100. I ett första skede av studien så begränsades den uppskalade mätbandbredden till 100 MHz, vilket motsvarar ca 1 MHz i figur 3. Detta visade sig ej vara tillräckligt för att kunna bilda tidssvarpulser genom Fouriertransformering eftersom resonanser uppkommer vid ca 1 MHz. Mätbandbredden ökades därefter till 200 MHz (motsvarande 2 MHz i figur 3).

Eftersom pulsamplituden inte är av intresse för en strömsfördelningsstudie så användes en maximal pulsamplitud om 1 A. Den skalade hotpulsens tidssvar och frekvensspektrum ses i figur 4.



Figur 4. Skalad blixtpuls. Överst: tidssvar. Stigtiden är 2,5ns. Nederst: frekvensspektrum.

3 Mastmodeller

I ett realistiskt fall vore det önskvärt att kunna ansluta blixtrömmen i toppen av masten. För att åstadkomma en sann strömfördelning skulle detta kräva ett symmetriskt återledarsystem runt masten. För att verifiera de beräkningsmodeller som är tänkbara för den här typen av problem är detta emellertid ej nödvändigt. Strömfördelningen i masten bestäms till stor del av ömsesidig (induktiv) koppling mellan ledarna. Det är då irrelevant *var* strömmen injiceras i strukturen för att utvärdera hur bra beräkningsmodellerna kan efterlikna en problemuppställning av denna typ. Därför har strömmen injicerats i en av mastens staglinor vilket då kan ske via SMA-kontakter under jordplanet.

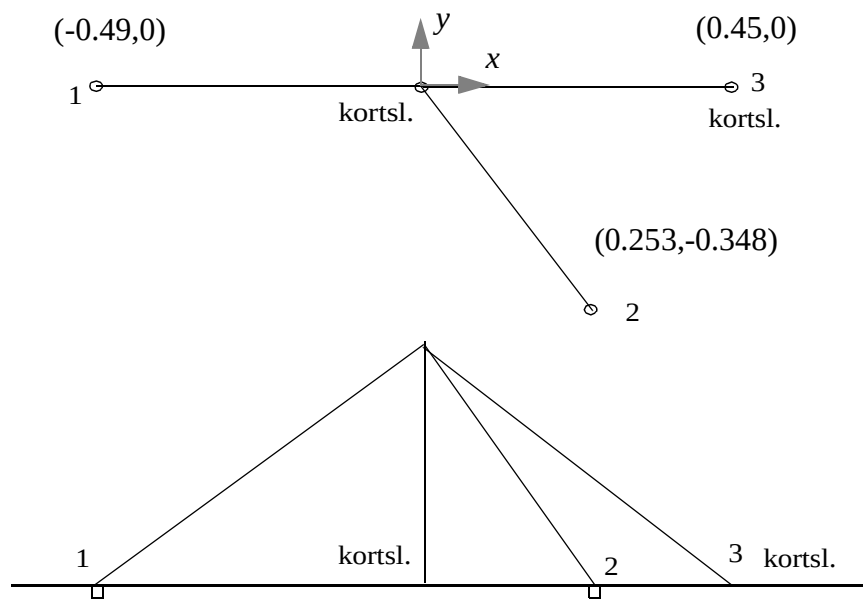
Ursprungligen var tanken att kunna mäta kopplingen mellan injicerad ström i masten och ström på staglina eller på annan del av masten med hjälp av strömprobar. Detta angreppssätt utvärderades med hjälp av en enkel mastmodell bestående av en vertikal ledare (representerad av en 1mm tråd) och en staglina (också den av en 1mm tråd) placerade på ett jordplan. Ström injicerades i staglinan och strömmen på olika punkter längs masten mättes med en strömprob av typen Tektronix P6021, ansluten till nätverksanalysatorn HP 8753E. Denna typ av prob fungerar bara upp till 60 MHz och är egentligen tänkt att användas tillsammans med ett oscilloskåp ($1M\Omega$ ingångsimpedans). Resultaten blev ej tillförlitliga med denna metod. Strömmen längs linan koppelade in till probarna och placeringen av strömprobens mätkabel påverkade resultatet märkbart. Dessutom skilde sig två probar av samma märke åt individuellt vid mätningar. Avvikelser med upp till 3dB kunde mätas.

Istället för strömprobar valdes en alternativ mätmetod där injiceringspunkt och mätpunkt anslutes till nätverksanalysatorn via SMA-kontakter. Strömförhållanden mellan dessa punkter kan då erhållas ur S-parametrarna för en två-portsmätning. Nackdelen är att endast kopplingen mellan olika SMA-kontakter kan undersökas med denna metod. Det går ej att undersöka strömmen på en godtycklig punkt på masten eller dess staglinor. Det är dock troligt att strömfördelningen längs strukturen är riktigt beräknad om strömförhållandena överensstämmer väl vid SMA-kontakterna.

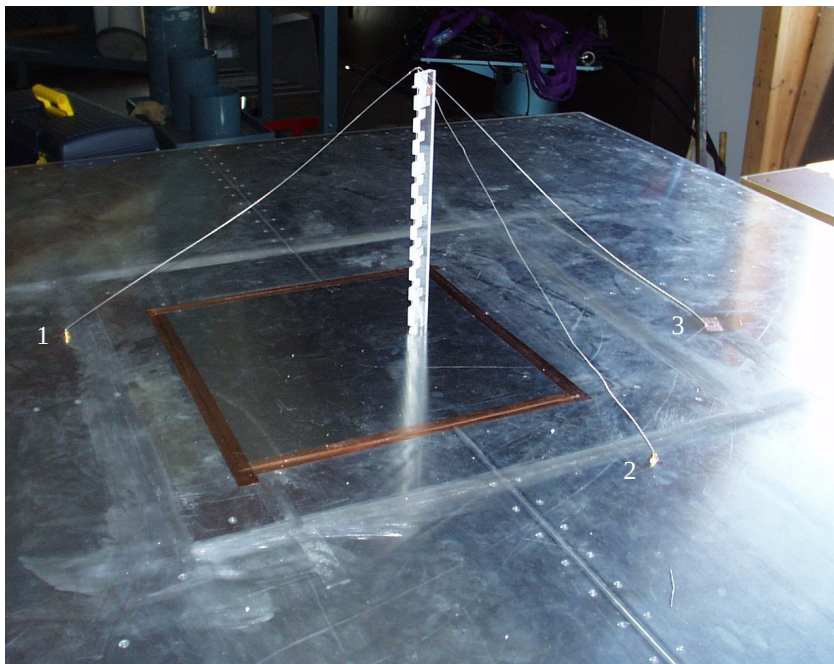
En testmodell bestående av en trådmast med tre staglinor samt en mer avancerad mastmodell med fackverk och signalkabel har konstruerats där anslutningen till jordplanet sker via SMA-kontakter. Masterna placeras på ett 2m x 2m stort metalljordplan.

3.1 Trådmast

Geometrin för trådmasten kan ses i figur 5. Ett fotografi över masten ses i figur 6. Metalltrådarna har diametern 1mm och lödes samman i toppen av masten. Den tråd som representerar masten är monterad längs ett plaststöd med urfasningar för strömproben (som ej använts i mätningarna). Masten är monterad på ett mindre jordplan som fästs mot det stora jordplanet med hjälp av koppartejp.



Figur 5. Trådmast. SMA-kontakter i punkt 1 och 2. Koordinater relativt masten är angivna inom parentes. Höjden av trådmasten är 0,375 m.

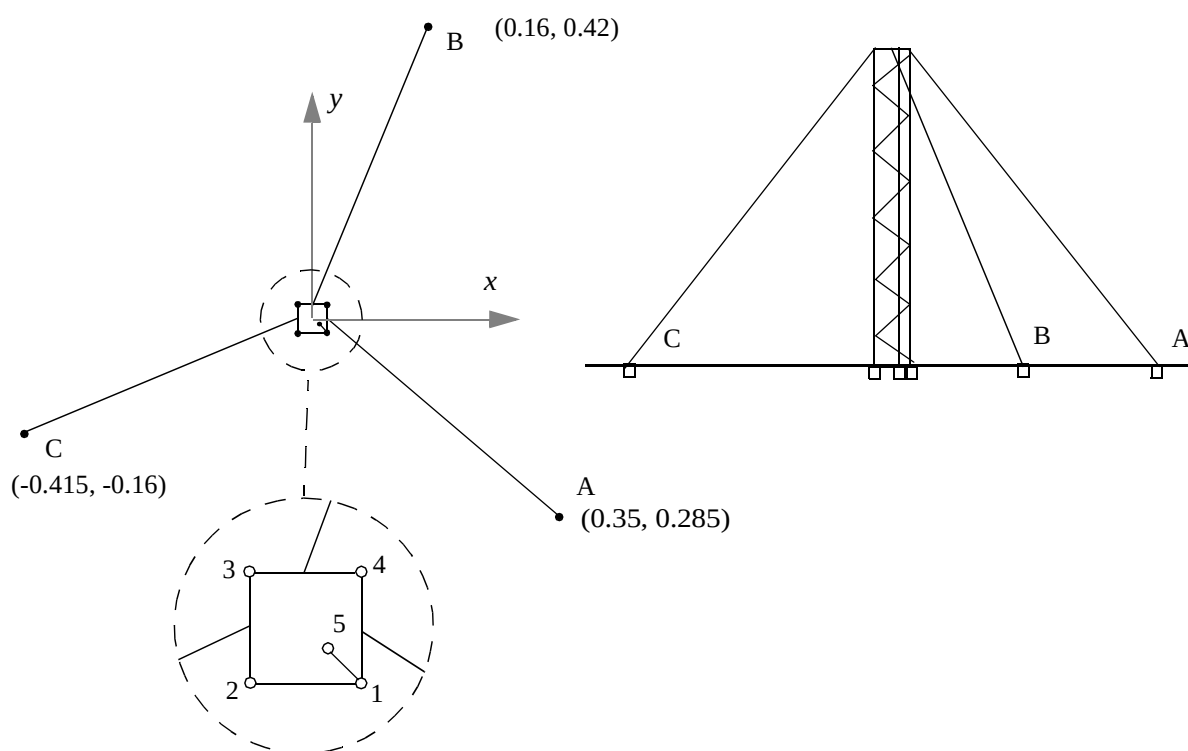


Figur 6. Enkel mastmodell med staglinor. Staglina 1 och 2 anslutes till nätverksanalysators port 1 och 2 (50Ω). Masten och den tredje staglinan kortslutes i jordplanet. "Masten" består av en metalltråd som stöds av ett plastben med urfasningar för strömproben.

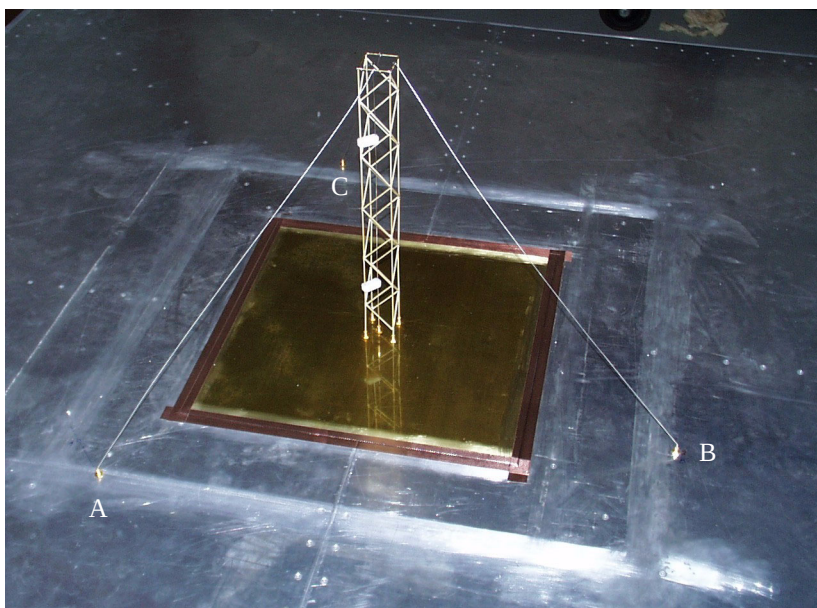
3.2 Kommunikationsmast

Mastmodellen består av fyra ben förbundna med ett fackverk. Fackverkets stag bildar 45° vinkel till mastbenen. Avståndet mellan mastbenen är 4 cm. Masthöjden är 0,423 m. En detaljritning av masten finns i bilaga A. Tre stycken staglinor är fästa i mastens topp. Placeringen av dessa bestämdes utifrån befintliga kontakthål i jordplanet. Masten är gjord i 2 mm mässingstråd vilket underlättar lödning. Inuti masten finns en rak tråd ($\Phi=1\text{mm}$) vilken skall simulera skärmen på en signalkabel. Denna tråd löper parallellt med mastbenen och sitter fast i två stycken plasthållare. Tråden kan böjas så att den kommer olika nära det ena mastbenet. Den är kortsluten i mastens topp via en horisontell tråd som ansluter vid toppen av mastben nr 1, se figur 7. Mastbenen och tråden är monterade i ett mindre jordplan ($45\text{cm} \times 45\text{cm}$) via SMA-kontakter för att kunna mäta strömmen, eller alternativt montera kortslutningar på dessa. Det mindre jordplanet är fäst i ett större jordplan ($2,0\text{ m} \times 2,0\text{ m}$) med koppartejp.

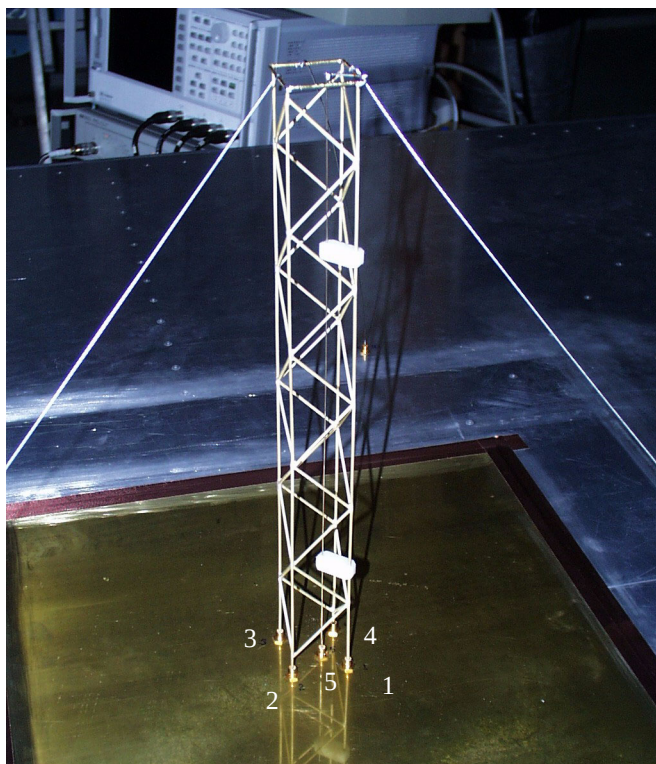
De fyra mastbenen lödes samman med en horisontell ledare i toppen på masten. Staglinorna löd-
des fast på dessa horisontella ledare. Placeringen av staglinorna är anpassad efter befintliga kon-
takthål i det stora jordplanet.



Figur 7. Mastmodell med staglinor. Numreringen av staglinor och mastben framgår av figuren. Koordinater för staglinornas fästpunkter i jordplanet är angivna inom parentes. Masthöjden är 0,423m.



Figur 8. Foto av modellmast. Mässingsplåten (45 cm X 45 cm) är fäst med koppartejp mot jordplanet.



Figur 9. Närbild mastmodell. Den använda nätverksanalysatorn syns i bakgrunden.

4 Mätuppställning

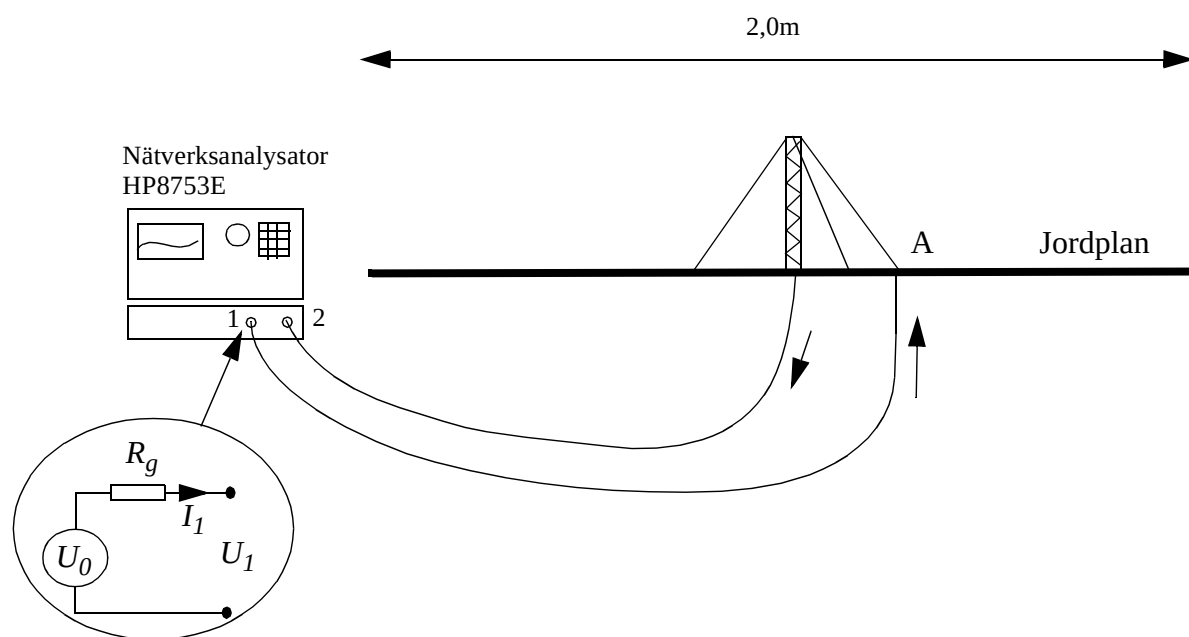
Mätuppställningen visas i figur 10 nedan. Den är densamma för både trådmasten och modellmasten. Nätverksanalysatorns port 1 är alltid ansluten till staglina A för modellmasten respektive staglina 1 för trådmasten. Port nr 2 anslutes till den del av masten där strömmen skall mätas (punkt 2 i figur 5 respektive punkt B, C, eller 1 - 5 i figur 7). S-parametrarna S_{11} och S_{21} . I fallet trådmast är själva "masten" och staglina 3 kortslutna i jordplanet. För modellmasten är övriga icke-anslutna punkter avslutade med $50\ \Omega$. På detta sätt får alla punkter på masten samma resistans till jordplanet.

Mätningarna utfördes med hjälp av en full 2-portsmätning med nätverksanalysatorn HP 8753E mellan 100 kHz och 200 MHz i 401 frekvenspunkter.

Det är av intresse att relatera strömmen i ett av avslutningsmotstånden till den inmatade strömmen I_1 i punkt A (port 1). Eftersom strömmen i avslutningsmotstånden är spänningen U_2 i port 2 dividerat med $R_g=50\ \Omega$ så används denna storhet istället för strömmen. Överföringsfunktionen mellan U_2 och I_1 kan då härledas ur S-parametrarna tillsammans med följande samband,

$$Z_{in} = \frac{U_1}{I_1}, \quad U_1 = U_0 - I_1 R_g \quad (2)$$

där U_0 är generatorspänningen, R_g generatorresistansen ($50\ \Omega$) och U_1 ingångsspänningen, se figur 10.



Figur 10. Mätuppställning S_{11} och S_{21} mätning mellan punkt A och signaltråd (punkt 5). Ett ekvivalent schema av port 1 som används för ekvationshärledningar är infällt i bilden.

S-parametrarna är

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - R_g}{Z_{in} + R_g} \quad (3)$$

$$S_{21} = \frac{2U_2}{U_0}. \quad (4)$$

Följande samband mellan spänningen i port 2 (över R_g) och strömmen i port 1 kan då härledas ur (2) och (4)

$$Z_k = \frac{U_2}{I_1} = \frac{S_{21}(Z_{in} + R_g)}{2} \quad (5)$$

där Z_{in} bestäms ur (3) enligt

$$Z_{in} = R_g \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}. \quad (6)$$

Överföringsfunktionen i (5) (benämnd Z_k) presenteras i resultatavsnittet tillsammans med Z_{in} och S_{21} för de olika mätpunkterna. Överföringsfunktionen Z_k används för att skapa ett pulssvar $U_2(t)$ för en viss injicerad blyxtpuls $I_1(t)$ genom Fouriertransformering av $Z_k(\omega)I_1(\omega)$ till tidsdomänen.

Referensplanet för fasen av S_{11} hamnar vid SMA-kontakterna på jordplanets undersida vid kalibreringen. Kontakterna är ca 3 cm långa och detta innebär att strömmen vid fasreferensplanet inte överensstämmer med strömmen vid kontaktens övre del, på ovansidan av jordplanet. För att underlätta jämförelsen med beräkningarna justerades fasen för det uppmätta S_{11} så att fasreferensen överensstämmer med den punkt på ovansidan där staglinan lämnar kontakten. Detta motsvarar en fasavancering av det uppmätta S_{11} som motsvarar en propageringssträcka om 6 cm (3 cm fram och tillbaka från kalibreringsplanet).

Mätningen skedde inomhus i FOIs lokaler i Linköping (bottenplanet i Q-huset). Detta medför att reflexer i väggar och tak försämrar mätnoggrannheten något över ca 100 MHz då mastmodellerna börjar stråla ut energi som interagerar med omgivningen. Notera även att mätosäkerheten för S_{11} och S_{21} inte påverkar noggrannheten hos Z_k linjärt eftersom Z_{in} bestäms av avbildningen i (6), se vidare avsnitt 7.1 för vidare diskussion om mätnoggrannhet.

5 Simuleringsmodeller

Det finns flertalet analysmetoder av olika komplexitetsgrad för den här problemtypen. Strömfördelningen kan beräknas med avancerade metoder såsom Momentmetoden (integralkvation-slösning i frekvensdomän) eller Finita Differensmetoder i tidsdomän (FDTD). På senare tid har även Momentmetoder i tidsdomän vidareutvecklats. Dessa metoder löser de fullständiga Maxwells ekvationerna numeriskt. En nackdel är att de ofta kräver ett omfattande preprocessningsarbete där hela mastgeometrin skall modelleras och att de ofta är mycket minnes- och beräkningskrävande. En typisk blixurladdning är dessutom ett relativt lågfrekvent förlopp jämfört med typiska tillämpningar för dessa metoder. Med detta menas att dimensionerna hos det objekt som skall analyseras i regel är mycket mindre än de våglängder som förekommer i blixurladdningens frekvensspektrum. Det finns även andra nackdelar med dessa typer av metoder såsom svårigheter att analysera elektriskt små objekt med komplicerad geometri. Fördelarna är att resonanta förlopp som medför utstrålning vanligtvis modelleras bra.

Blixtnedslag i höga torn och i kraftledningar brukar ofta analyseras med transmissionsledarmodeller (TL-modeller), se exempelvis [7] - [11]. Dessa har fördelen att det finns enkla analytiska uttryck för ström och spänning. Det förutsättes att geometrin är sådan att TL-modeller är lämpliga. Staglinorna komplicerar situationen något men det är möjligt att inkludera dessa i TL-modellen, vilket kommer att demonstreras i denna rapport.

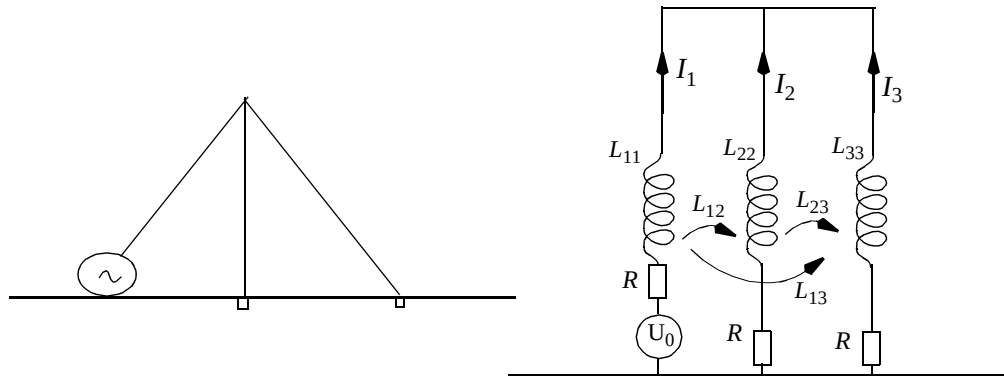
Problemuppställningen kan analyseras med ytterligare förenklingar om vågutbredningsfenomen försummas genom användandet av en kvasistatisk modell, eller en s k kretsmodell. Detta gäller om objektet är av mindre typ så att de kortaste våglängderna i blixtpulsens spektrum är mycket större än objektets största dimensioner.

I denna studie har de tre ovan nämnda typerna av beräkningsmetoder används för att belysa de olika för- och nackdelarna med respektive metod. Alla beräkningar har utförts i frekvensdomänen. Följande beräkningsprogram har används:

1. En egenutvecklad kretsmodell där masten och staglinor ersätts med induktanser.
2. En egenutvecklad multiledare TL-modell där masten och staglinor behandlas som en kopplad transmissionsledare.
3. NEC-3, momentmetodprogram.

5.1 Kretsmodell

I denna modell försummas vågutbredningsfenomen och kopplingen mellan de olika ledarna behandlas med ömsesidiga induktanser. I ett realistiskt fall anluter blixtkanalerna i toppen av masten. Återledaren för systemet blixtkanal + mast sätts då i oändligheten. Detta angreppssätt är även tillämpligt även om återledarna finns inom mastsystemet med den mätuppställning som använts här. Principen framgår av figur 11 där en kretsmodell av en enkel trådkonstellation över ett jordplan visas. Ledarnas egeninduktans och den ömsesidiga induktansen beräknas enligt kända induktansformler från litteraturen [6],[12], se bilaga B. Speglingen i jordplanet måste inkluderas vid beräkningen av induktanserna.



Figur 11. Ekvivalent kretsmodell av enkel trådmast. Principen är densamma om masten består av flera ledare inklusive fackverk.

Spänningsfallet över alla tre ledarna i figur 11 är samma. Låt denna spänning relativt jordplanet vara U_t . På matrisform kan detta formuleras som

$$U_t \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = U_0 \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \left(\begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} + j\omega \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (7)$$

Genom att subtrahera rad 1 med rad 2 och rad 2 med rad 3 i (7) så elimineras den obekanta U_t och vi får två ekvationer kvar. Den sista ekvationen fås genom att utnyttja Kirchoffs lag vilket innebär att $I_1 + I_2 + I_3 = 0$. Ekvationssystemet kan sedan lösas för de obekanta strömmarna genom matrisinvers. Proceduren är densamma om antalet ledare utökas, såsom för modellmasten.

Problemställningen i figur 11 skulle kunna lösas med ett enklare förfaringssätt än det som beskrivits här, men fördelen med det här beskrivna sättet (med återledare i oändligheten) är att det är relativt lätt att flytta källan till toppen av masten såsom vid ett åsknedslag.

Denna modell provades för modellmasten där fackverkets inverkan först försumrades, dvs masten behandlades som en ledare där den ekvivalenta induktansen beräknades enbart utgående från de fyra mastbenen. En noggrannare studie visade dock att strömmarna i fackverket ej är försumbara. Fackverket ersattes därför också med en ekvivalent ledare och dess egeninduktans bestämdes numerisk genom att integrera vektorpotentialen uteslutande utefter samtliga ledare i masten, se bilaga B.2. Hela masten ersattes sedan med en enda ekvivalent induktans genom att beräkna strömförhållandet mellan fackverket och mastens fyra ben. Det förutsattes att strömmarna är symmetriskt fördelade i masten. De ömsesidiga induktanserna mellan staglinor och masten beräknades därefter där masten betraktades som en enda ledare. Kretsmodellen benämns även som "induktansmodell" i resultatavsnittet.

5.2 Transmissionsledarmodell (TL-modell)

För att inkludera resonanta förlopp kan kretsmodellen av masten i figur 11 ersättas med en multi-transmissionsledare. I detta fall ersätts de konstanta strömmarna med strömvågor där propageringshastigheten är samma som ljushastigheten (eftersom propageringen sker i luften).

En TL-modell för flera ledare med induktansmatrisen $\bar{\bar{L}}$ och kapacitansmatris $\bar{\bar{C}}$ kan beskrivas med de kopplade differentialekvationerna (i frekvensdomän) [13]

$$\begin{aligned}\frac{d\mathbf{I}}{dx} &= -j\omega\bar{\bar{C}} \cdot \mathbf{U} \\ \frac{d\mathbf{U}}{dx} &= -j\omega\bar{\bar{L}} \cdot \mathbf{I}\end{aligned}\tag{8}$$

där $\mathbf{I}$ och $\mathbf{U}$ är ström- respektive spänningsvektorer och

$$\bar{\bar{L}} \cdot \bar{\bar{C}} = \mu_0 \epsilon_0 \bar{\bar{1}}.\tag{9}$$

Komponenterna i $\bar{\bar{L}}$ - och $\bar{\bar{C}}$ -matriserna är induktanser respektive kapacitanser per längdenhet.

Induktansmatrisen $\bar{\bar{L}}$ bestäms genom att dividera den beräknade induktansmatrisen enligt avsnitt 5.1 med ledningslängden. Kapacitansmatrisen bestäms genom (9).

Lösningarna till (8) är på formen

$$\begin{aligned}\mathbf{I} &= \mathbf{a} \cos kx + \mathbf{b} \sin kx \\ \mathbf{U} &= -jc\bar{\bar{L}} \cdot (\mathbf{a} \sin kx - \mathbf{b} \cos kx)\end{aligned}\tag{10}$$

där c är ljushastigheten och där k är vågtalet, vilket är samma för alla ledare genom (9) eftersom $k\bar{\bar{1}} = \omega\sqrt{\bar{\bar{L}} \cdot \bar{\bar{C}}}$. De obekanta koefficientvektorerna $\mathbf{a}$ och $\mathbf{b}$ bestäms av randvillkoren i botten och toppen av masten. Dessa randvillkor är samma som i avsnitt 5.1 (spänningen är noll i jordplanet och Kirchoffs lag gäller i toppen av masten).

TL-modellen har nackdelen att utstrålning vid resonans ej inkluderas. Utstrålningsresistansen kan vara väsentlig i ett verkligt fall medan det helt försummas i TL-modellen. Strömvärdena vid resonans kan därför avvika kraftigt från uppmätta data om låga förluster förekommer i systemet. Modellen är ej heller direkt tillämplig på denna typ av system eftersom staglinorna ej löper parallellt med masten. Egentligen skall metoder för icke-uniforma transmissionsledare användas, se exempelvis [14]-[16]. Detta medför modifieringar av ekvationerna (8) vilkas lösningar är svåra att ta fram analytiskt. Det har ej funnits utrymme att undersöka detta närmare inom ramen för denna studie. I den modell som använts här har fashastigheten längs staglinorna och masten satts till ljushastigheten med samma vågtal k . Induktansmatrisen har normerats mot staglinornas längd för att modellen skall konvergera mot kretsmodellen i föregående avsnitt då frekvensen går mot noll.

Användandet av TL-modellen försvåras även av att avståndet mellan mast och staglinor närmar sig storleksordningen av våglängden vid den övre delen av frekvensbandet.

Sammantaget innebär detta att resonanser i TL-modellen kan bli felaktigt modellerade. Resultaten kan också bli mycket känsliga då spänningen över ett motsånd relateras till injicerad ström. Vid vissa frekvenser ger TL-modellen mycket hög inimpedans vilket innebär en låg injiceringsström. Känsligheten för denna typ av fel beror på om blixtkanalen modelleras som en ren strömgenerator eller med en parallellkopplad strömgenerator med en generatorimpedans.

5.3 Momentmetoden (NEC-3)

Momentmetoden som används i NEC-3 löser den elektriska integralekvationen [17]

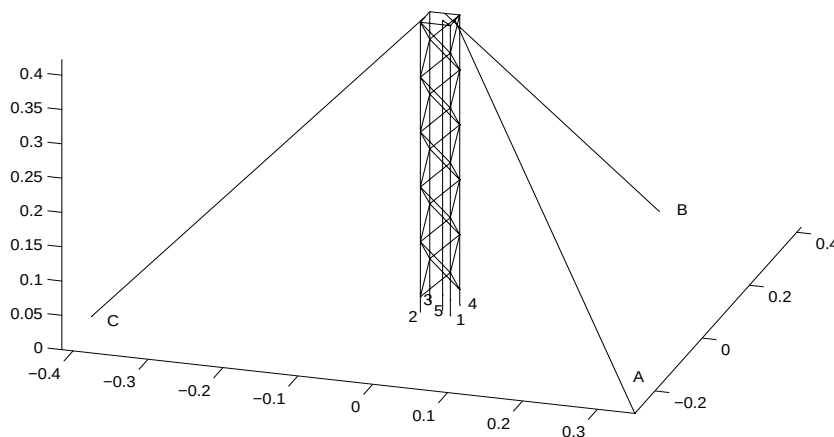
$$\hat{s} \cdot \mathbf{E}_i = j \frac{Z_0}{4\pi k} \int_L I(s') \left(k^2 (\hat{s} \cdot \hat{s}') - \frac{\partial^2}{\partial s \partial s'} \right) g(\mathbf{r}, \mathbf{r}') ds' \quad (11)$$

längs trådarna där s' och s är källströmmens respektive registreringspunktens position längs trådstrukturen och I är den sökta strömmen. Vid avsaknad av infallande fält är vänsterledet i (11) lika med noll längs trådarna förutom i matningssegmentet. För mer detaljerad information om metoden, se [17].

Masten delas upp i N antal segment och (11) löses som ett ekvationssystem med N st obekanta för varje frekvens. Om frekvensen är mycket låg (faktorn k^2 liten) innebär det att den numeriska lösningen av integralen (11) blir osäker på grund av ett illakonditionerat ekvationssystem.

Mätupställningen för den enkla trådmodellen och för masten modellerades med NEC-3 där masten delades upp i 290 segment. Segmentlängderna varierade mellan 1 cm och 2 cm beroende på placering i masten. En bild av modellen ses i figur 12.

Som tidigare nämnts så förväntas momentmetoden fungera bäst vid den högre delen av frekvensområdet, i resonans-området. NEC-3 kan även användas om metalljordplanet ersätts med mark förutsatt att marken modelleras som en homogen förlustbehäftad dielektrisk halvrymd, antingen med fix konduktivitet och permittivitet eller med en komplex permittivitet.



Figur 12. NEC-modell av masten.

5.4 Modell av blixtkanalen

För den typ av beräkningar som presenteras här är det vanligt att relatera en ström eller spänning inom mastsystemet till den *injicerade* blixtrömmen i toppen av masten. Den injicerade blixtrömmen är ofta en fördefinierad hotpuls enligt avsnitt 2.2. Detta innebär att strömkällan är en ideal strömgenerator som har en oändlig inimpedans. I vissa fall där resonanser i masten eller stäglinorna medför att inimpedansen i masttoppen är mycket hög kan detta orsaka problem, eftersom det är svårt att i matningspunkten tvinga på den fördefinierade strömmen. En blixtkanal kan alternativt modelleras som en transmissionsledare [18], vars karakteristiska impedans är ca 400Ω . Det är dock osäkert vilken generatorimpedans som skall användas i detta fall.

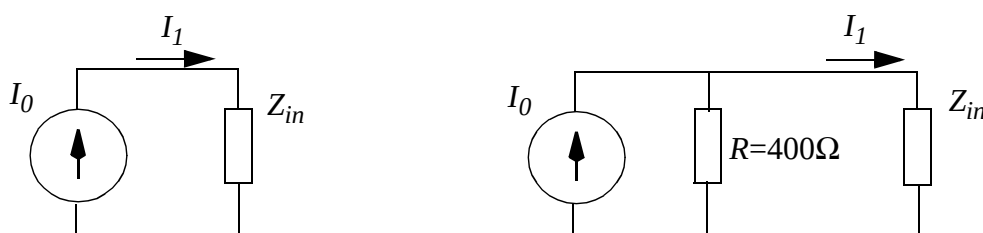
Även om blixtkanalen i denna studie inte ansluter i toppen av masten, så är det ändå av intresse att studera skillnaden med de olika modelleringsförfarandena av blixtkanalen. För detta ändamål så har både en ideal strömgenerator och en perfekt anpassad transmissionsledare (med samma generatorimpedans som blixtkanalens karakteristiska impedans, 400Ω) använts då puls-svar i tidsdomänen tagits fram.

Antag att blixtrömmen i frekvensdomän är I_0 . Om en ideal strömgenerator används, se vänster bild i figur 13, blir den injicerade strömmen i masten $I_1 = I_0$ oavsett värdet på Z_{in} . Med hjälp av överföringsfunktionen (5) kan vi då bestämma spänningen U över något avslutningsmotstånd i mastmodellen genom sambandet

$$U = Z_k I_1 = Z_k I_0. \quad (12)$$

Om en ideal strömgenerator tillsammans med en perfekt anpassad 400Ω s transmissionsledare används (se höger bild i figur 13), blir

$$U = Z_k I_1 = Z_k \left(\frac{R}{R + Z_{in}} \right) I_0. \quad (13)$$



Figur 13. Vänster: ideal strömgenerator, $I_1 = I_0$. Höger: ideal strömgenerator med anpassad 400Ω s transmissionsledare.

I det senare fallet medför ett stort Z_{in} att en stor del av strömmen reflekteras tillbaka till generatorimpedansen. En realistisk modell av en blixtkanal är antagligen ett mellanting mellan de två extrema modellerna i figur 13, vilken då även bör inkludera längden av blixtkanal. Detta ligger dock utanför ramen av denna studie.

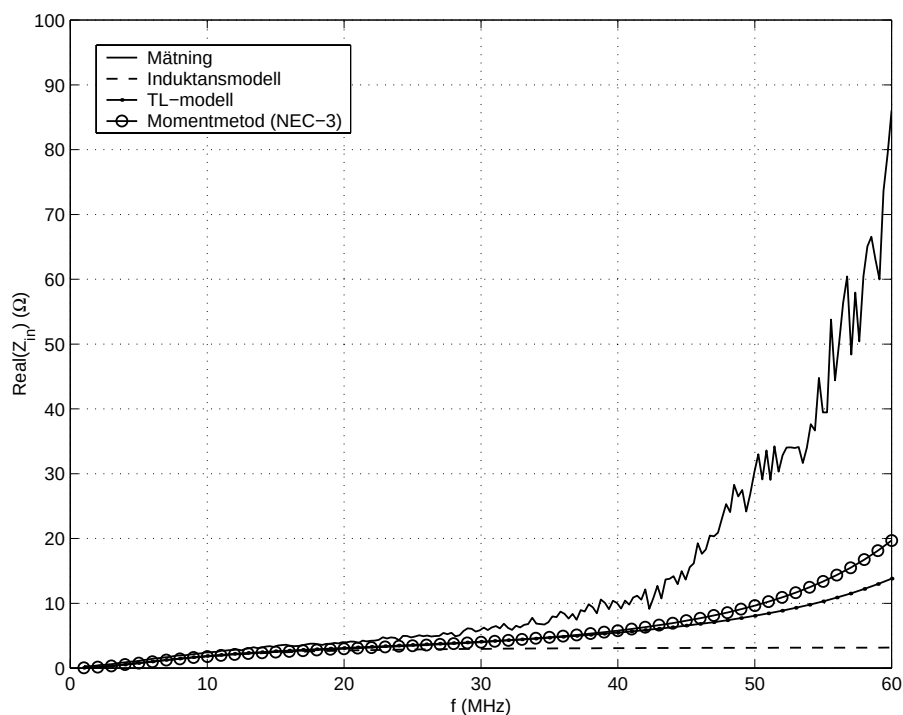
6 Resultat

6.1 Trådmast

Mätningen av S-parametrarna utfördes endast till 60 MHz för denna mätuppställning. Orsaken var att den först var tänkt för strömprobsmätning där strömprobarnas frekvensområde begränsades uppåt till 60 MHz. Denna enkla mätuppställning användes främst för att undersöka potentialen hos de olika beräkningsmetoderna. I detta avsnitt presenteras därför bara inimpedans och S_{21} .

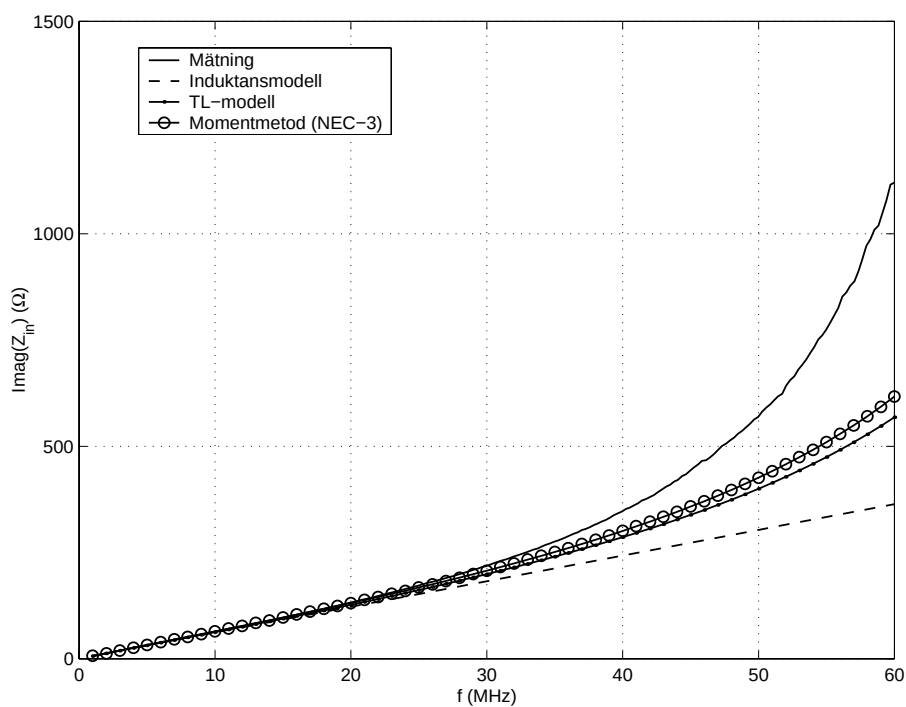
6.1.1 Inimpedans

Inimpedansen för mätningen och de tre olika beräkningsmetoderna ses i figur 14 och 15.



Figur 14. Trådmast. Realdel av inimpedans.

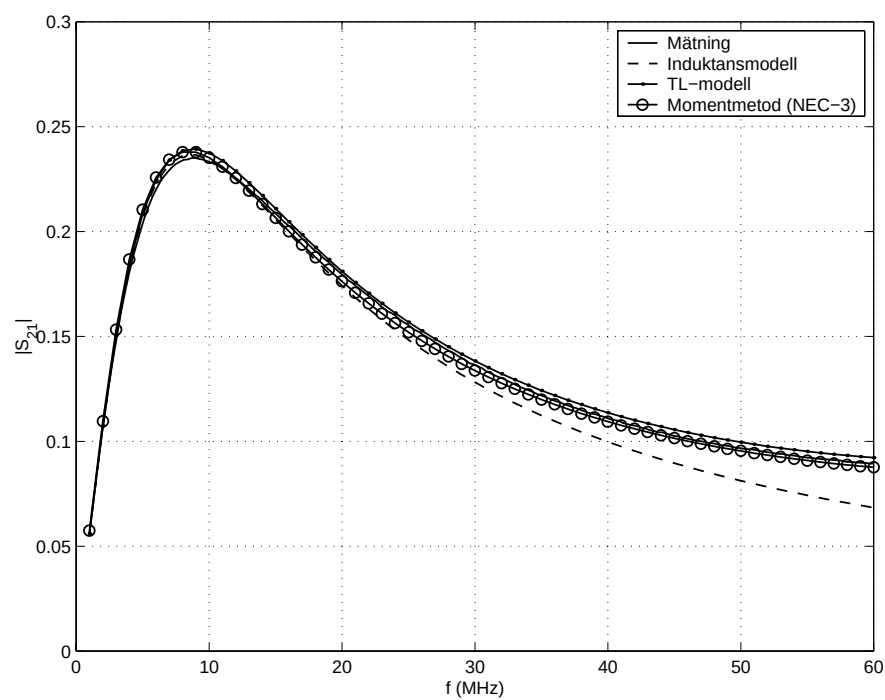
Som framgår av figurerna och så överensstämmer samtliga beräkningsmetoder väl med de uppmätta värden vid låga frekvenser. Däremot ses skillnader vid högre frekvenser då inimpedansen ökar. Det bör dock påpekas att även mätnoggrannheten minskar kraftigt då reflektionskoefficienten (S_{11}) närmar sig ett, dvs då Z_{in} är stort. TL-modellen och NEC-3 ger liknande resultat medan kretsmodellen (eller induktansmodellen) ej har med den resonans som uppkommer strax över 60 MHz.



Figur 15. Trådmast. Imaginärdel av inimpedans.

6.1.2 S_{21}

S_{21} mellan punkt 1 och 2 enligt figur 5 ses i figur 16. Överensstämmelsen är mycket god för alla tre typer av simuleringsmetoder i detta fall. Induktansmodellen avviker vid högre frekvenser, närmare resonansområdet.



Figur 16. S_{21} för trådmast

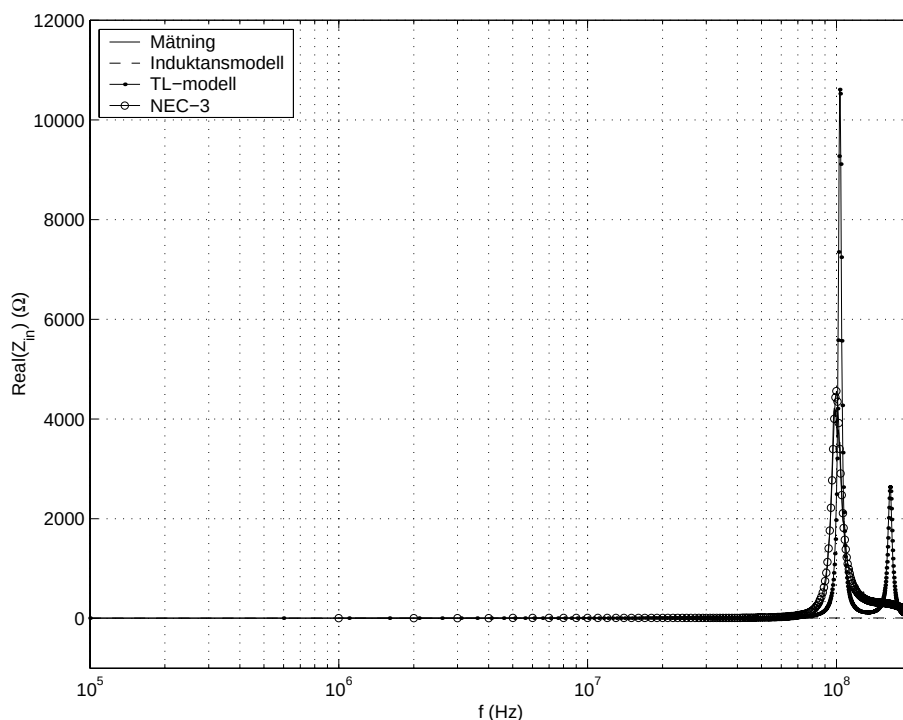
6.2 Kommunikationsmast

Resultaten för modellmasten presenteras i frekvensdomän i form av inimpedans, S_{21} och överföringsfunktion Z_k enligt (5). Resultaten för S_{21} presenteras för staglinor B och C samt två mastben (punkt 1 och 3) och signalkabel (punkt 5), se figur 7 eller 12. På grund av symmetri så är resultaten för punkt 1 och 3 samt staglina B och C mycket lika. Därför presenteras resultaten för Z_k endast för staglina B, mastben punkt 1 och signalkabeln (punkt 5).

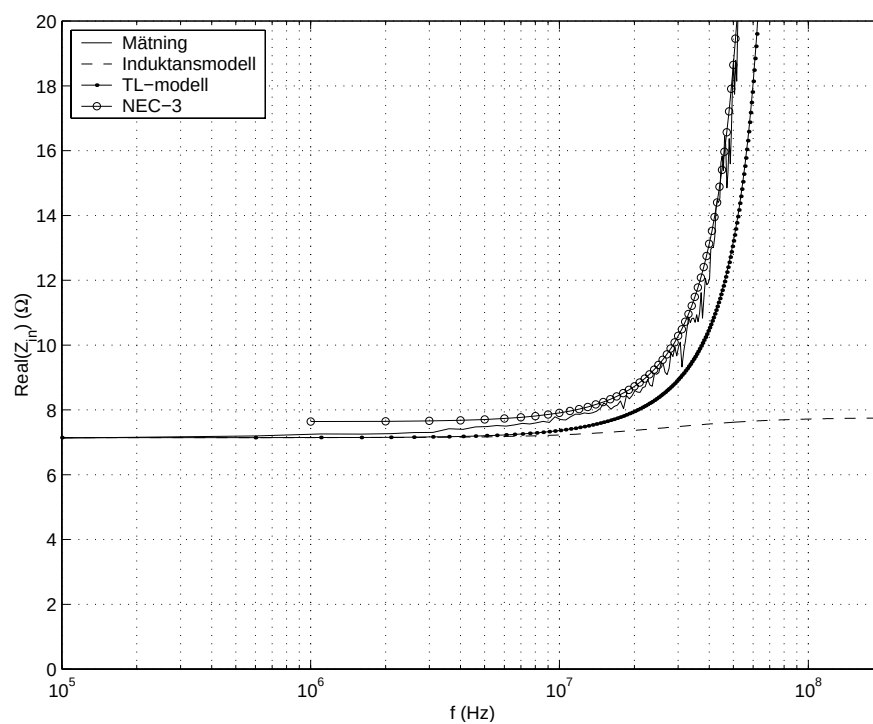
Tidsdomämpulser har även skapats för de sistnämnda punkterna (B, 1 och 5) enligt avsnitt 4, där hotpulsens enligt avsnitt 2.3 använts.

6.2.1 Inimpedans

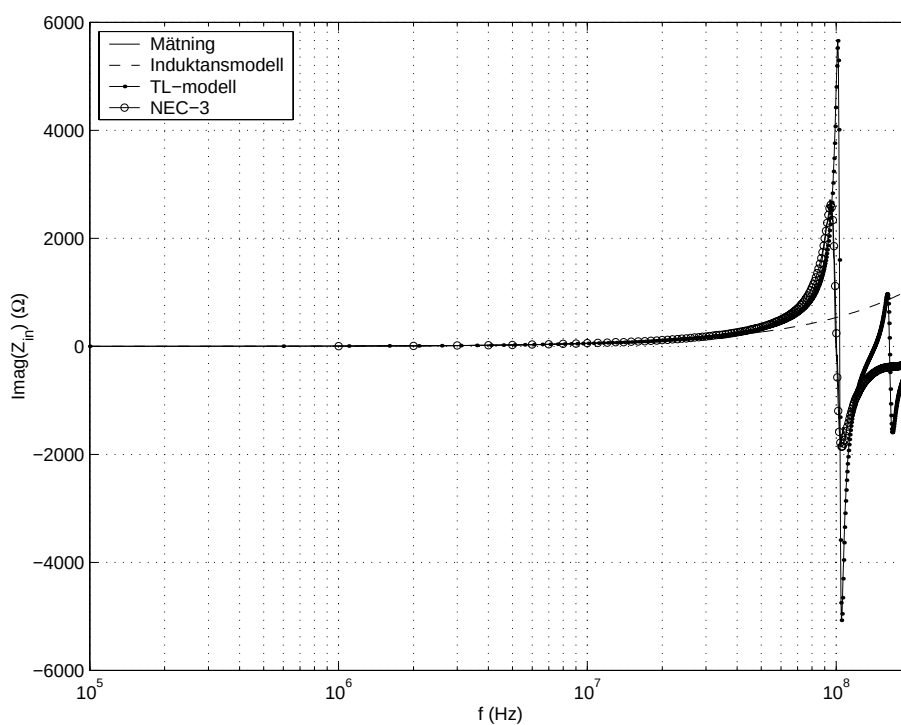
Realdelen av inimpedansen i punkt A ses i figur 17. Eftersom skalan är så stor på grund av resonansen så visas samma resultat i figur 18 där y-skalan begränsats till 20Ω uppåt. Detta tydliggör skillnaderna av beräkningsmetoderna vid lägre frekvenser. Imaginärdelen av inimpedansen ses i figur 19. Överlag så stämmer NEC-3 resultaten mycket bra vid den övre delen av frekvensområdet medan denna metod återger lågfrekvensförloppet sämre än induktansmodellen och TL-modellen. Mätresultaten och NEC-3 resultaten ligger i stort sett i varandra inom resonansområdet. Induktansmodellen kan inte återskapa resonansförloppen över 100 MHz vilket beror på begränsningar hos metoden. TL-modellen ger ca en faktor två gånger högre inimpedans än mätningarna och NEC-3 beräkningen. Dessutom så fås en extra resonans mellan 100 MHz och 200 MHz som ej återfinns i mätningarna eller för NEC-3. Detta kan bero på avsaknaden av utstrålning i TL-modellen.



Figur 17. Mastmodell. Realdel av inimpedans i punkt A.



Figur 18. Mastmodell. Realdel av inimpedans i punkt A. Y-skalan begränsad upp till 20 Ω .

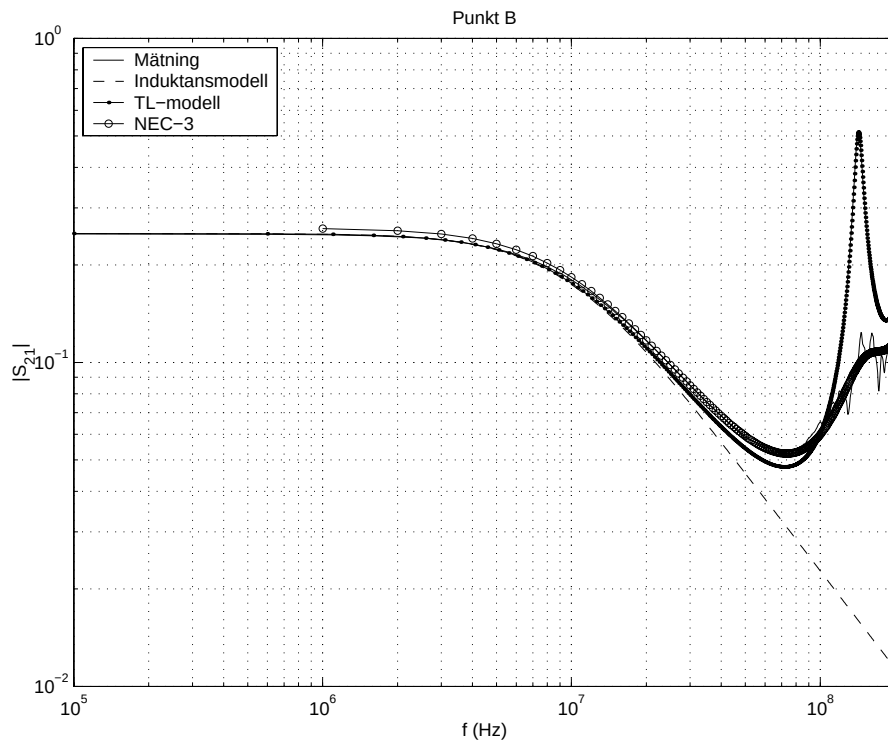


Figur 19. Mastmodell. Imaginärdel av inimpedans i punkt A.

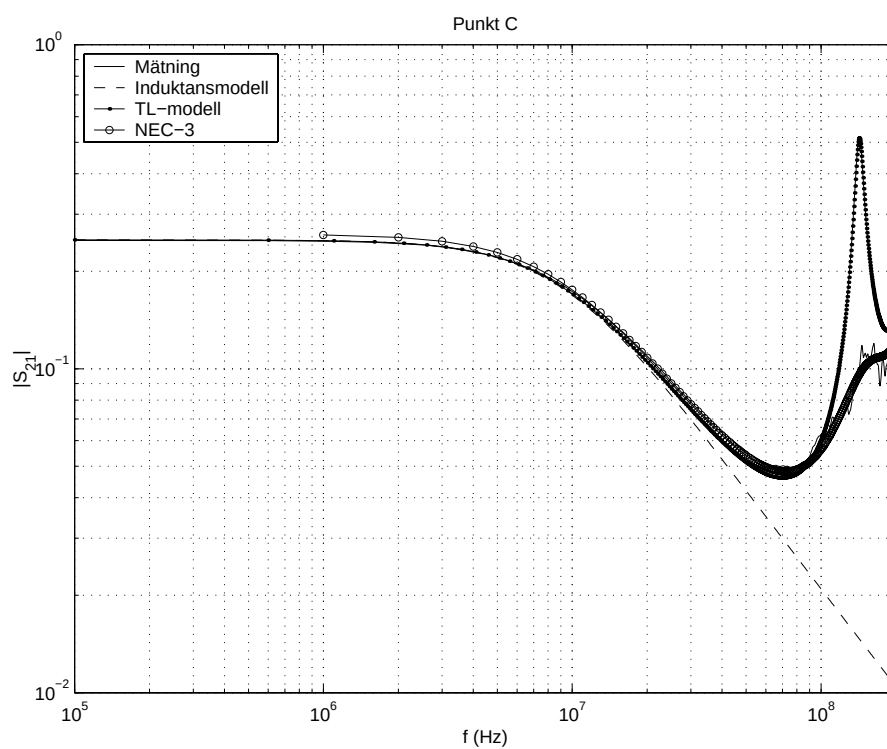
6.2.2 S_{21}

Resultaten för S_{21} mellan injiceringspunkt A och mätpunkt B, C, 1, 3 och 5 ses i figur 20 - 24. Liksom för inimpedansen så kan ej induktansmodellen återskapa resonansfenomenen. Mätresultaten och NEC-3 resultaten överensstämmer generellt sett mycket bra. De synliga variationerna i mätresultaten som uppkommer över 100 MHz beror på reflektioner i tak och väggar, se avsnitt 7.1. Resonansen mellan 100 MHz och 200 MHz är överdriven i TL-modellen vilket kan bero på begränsningar i modelleringsförfarandet av staglinorna eller på avsaknaden av utstrålningsresistans i modellen. NEC-3 resultatet skiljer sig åt från de övriga resultaten för lägre frekvenser, vilket kan bero på begränsningar hos metoden för riktigt låga frekvenser. Lågfrekvent konvergerar samtliga kurvor till samma värde vilket är förväntat eftersom samtliga punkter är avslutade med $50\ \Omega$.

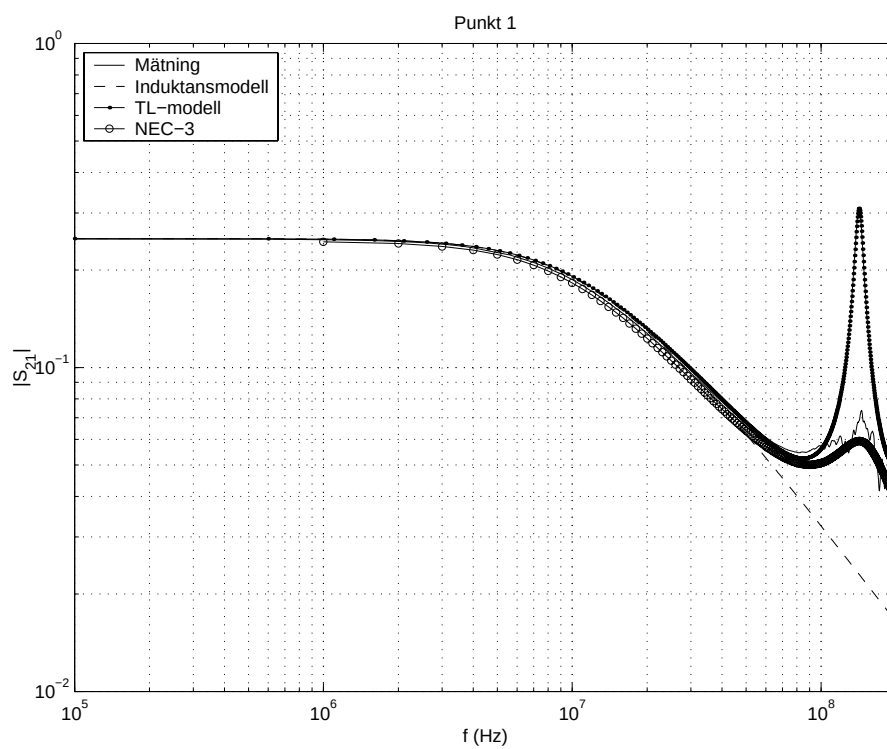
Trots den överlag goda överensstämmelsen mellan NEC-3 och mätningarna så finns en större avvikelse vid punkt nr 5, se figur 24. I detta fall överskattar NEC-3 signalen i ett vidare frekvensband över några tiotals MHz. Ledare nr 5 är den sk signalkabeln som löper inuti masten och avvikelsen för NEC-3 kan bero på svårigheter att beräkna kopplingen mellan trådar som löper nära varandra med momentmetoden.



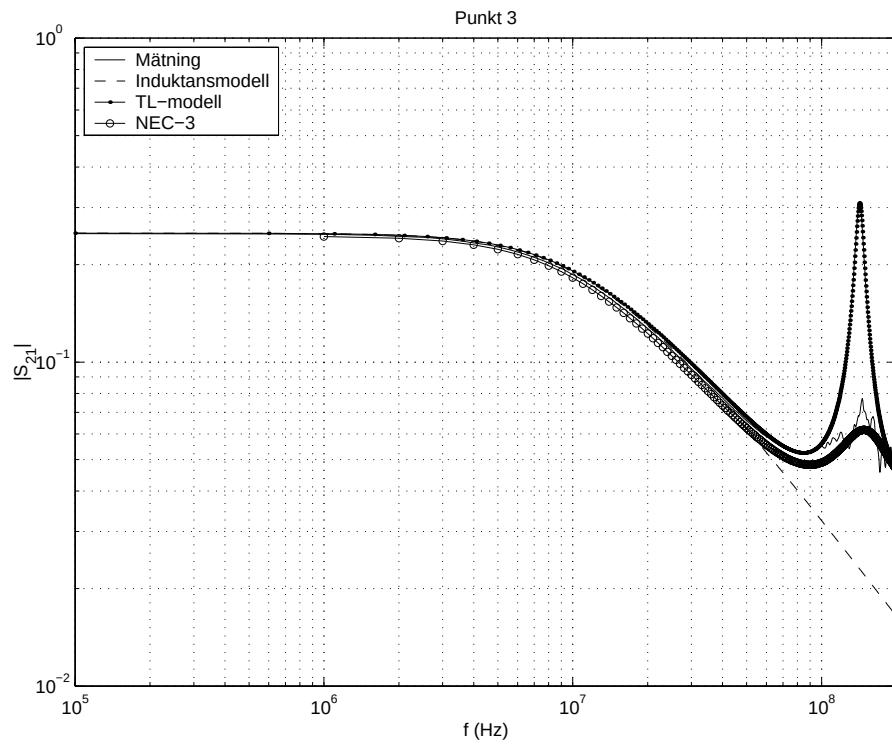
Figur 20. Mastmodell. S_{21} mellan punkt A och punkt B.



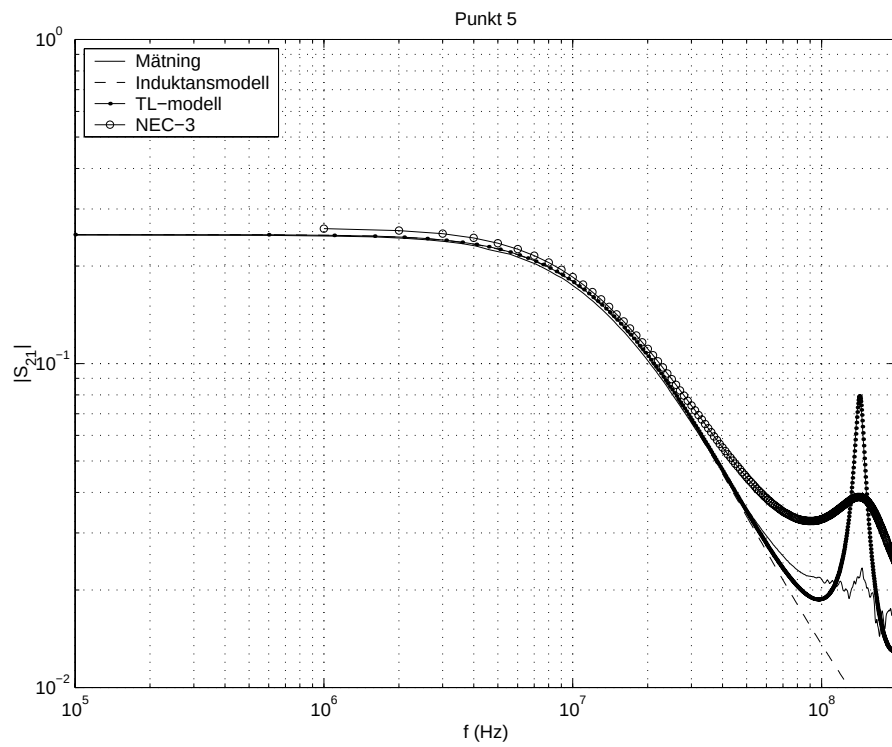
Figur 21. Mastmodell. S_{21} mellan punkt A och punkt C.



Figur 22. Mastmodell. S_{21} mellan punkt A och punkt 1.



Figur 23. Mastmodell. S_{21} mellan punkt A och punkt 3.



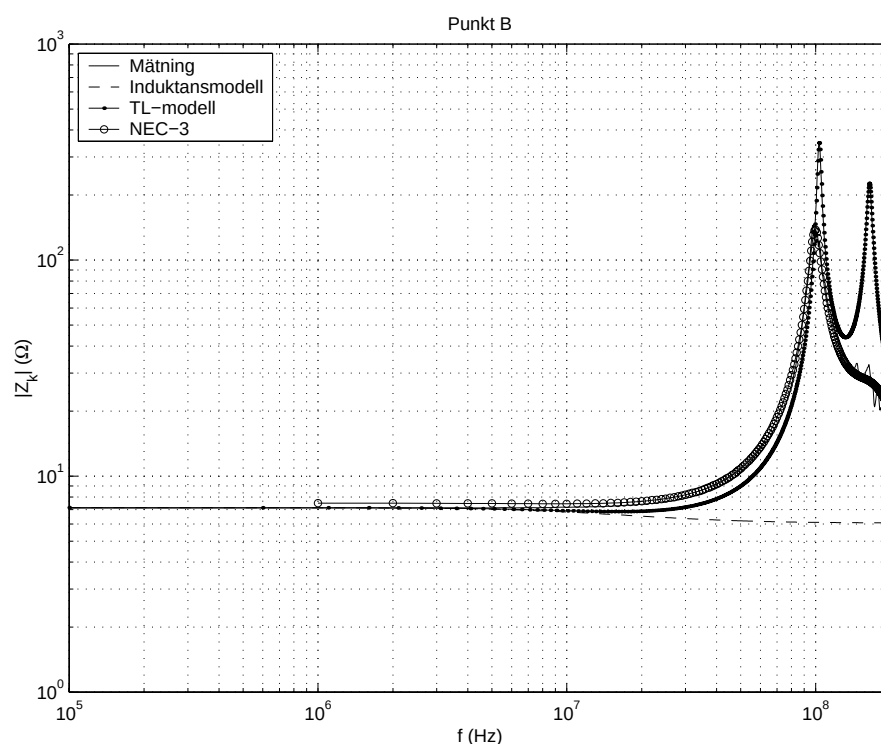
Figur 24. Mastmodell. S_{21} mellan punkt A och punkt 5.

6.2.3 Koppling mellan spänning och injicerad ström med ideal strömgenerator

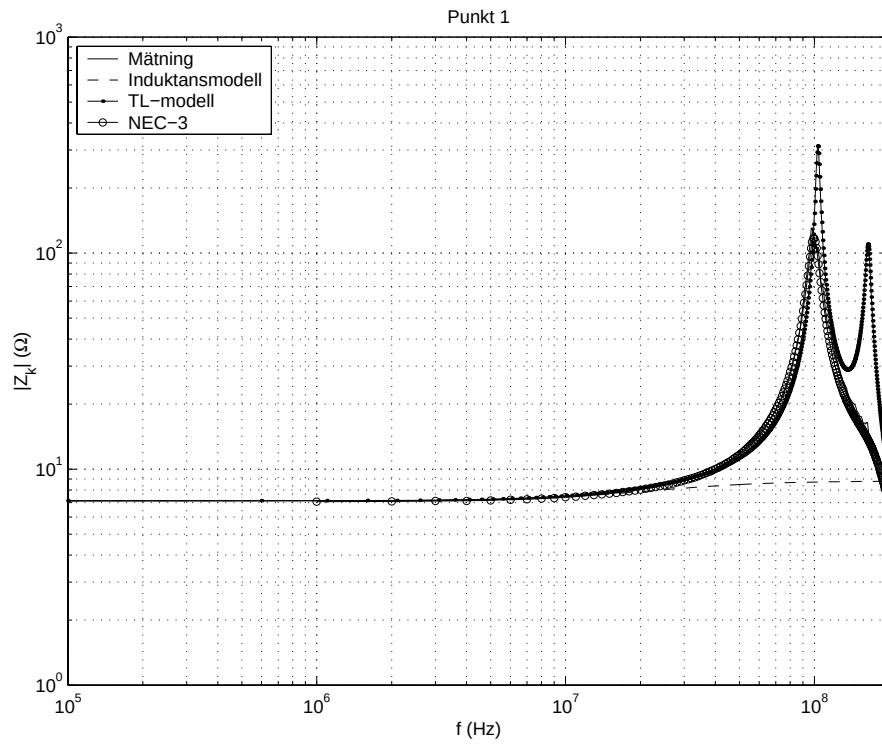
I detta avsnitt presenteras de uppmätta och beräknade resultaten av överföringsfunktionen Z_k som beräknas med hjälp av inimpedansen och S_{21} enligt (5). Dessa resultat är de mest relevanta eftersom de beskriver förhållandet mellan strömmen i en staglina, mastben eller signalkabel och den injicerade strömmen i en annan del av strukturen (staglina A i detta fall). Strömmen mäts i form av den spänning som uppkommer över avslutningsmotståndet, som är 50Ω . Som nämndes tidigare så visas endast resultaten för punkt B, 1 och 5 eftersom B och C respektive 1 och 3 är i stort sett lika, vilket framgår av figur 20 - 23.

Resultaten i detta avsnitt används för att göra de tidspulssvar som visas i nästa avsnitt. Notera att överföringsfunktionen är relativt konstant upp till resonansområdet. Därefter medför resonanser att beloppet stiger ca en tiopotens. Även om blyxtpulsens frekvensspektrum sjunker med ökande frekvens medför detta att resonansområdet har stor inverkan på pulssvaren, vilket visas i nästa avsnitt.

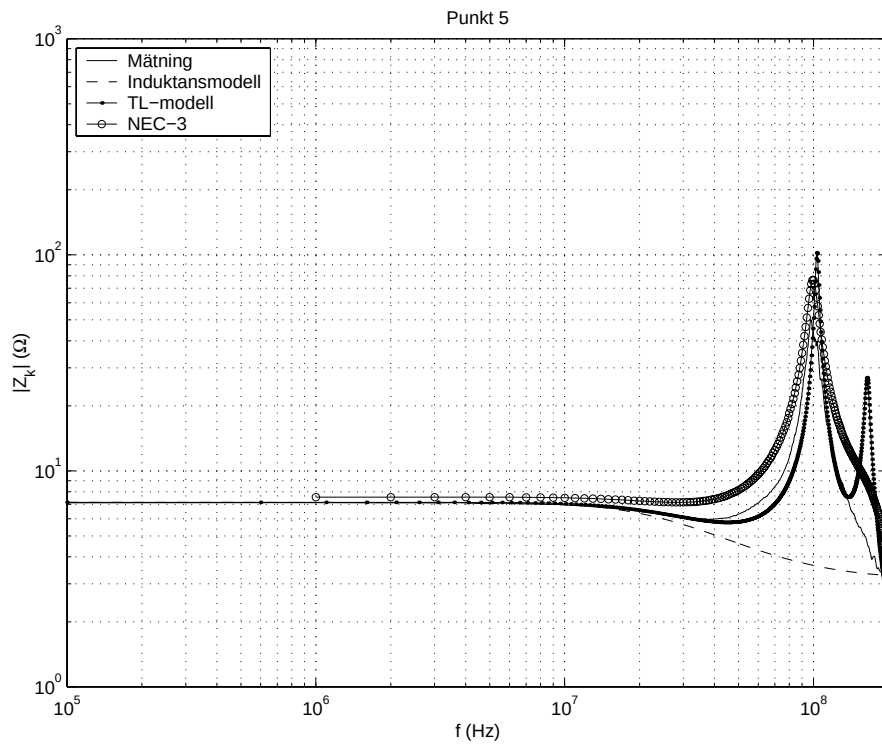
För TL-modellen uppkommer en extra resonans vid ca 165 MHz som kan bero på försummad utstrålning. Notera att NEC-3 resultatet för punkt 5 ger en mycket bredare resonanstopp än mätresultatet och TL-modellen vid ca 100 MHz.



Figur 25. Beloppet av Z_k mellan punkt A och punkt B.



Figur 26. Beloppet av Z_k mellan punkt A och punkt 1.



Figur 27. Beloppet av Z_k mellan punkt A och punkt 5.

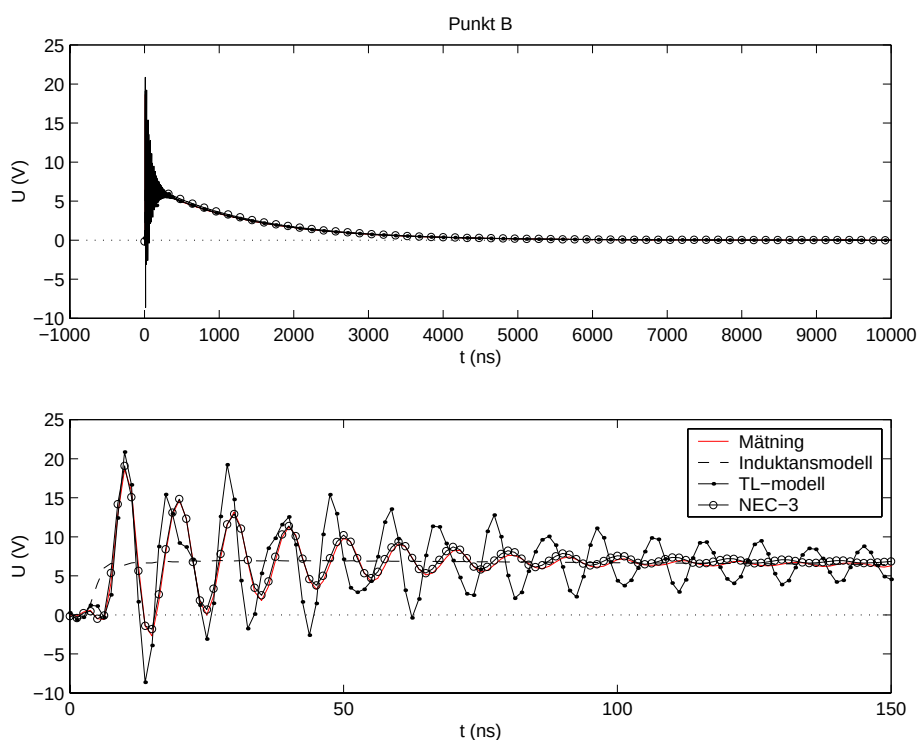
6.2.4 Tidspulssvar med ideal strömgenerator

I detta avsnitt presenteras de tidspulssvar för föregående avsnitts överföringsfunktioner som fås genom Fouriertransformering av $Z_k(\omega)I_0(\omega)$ där inströmmen är enligt figur 4.

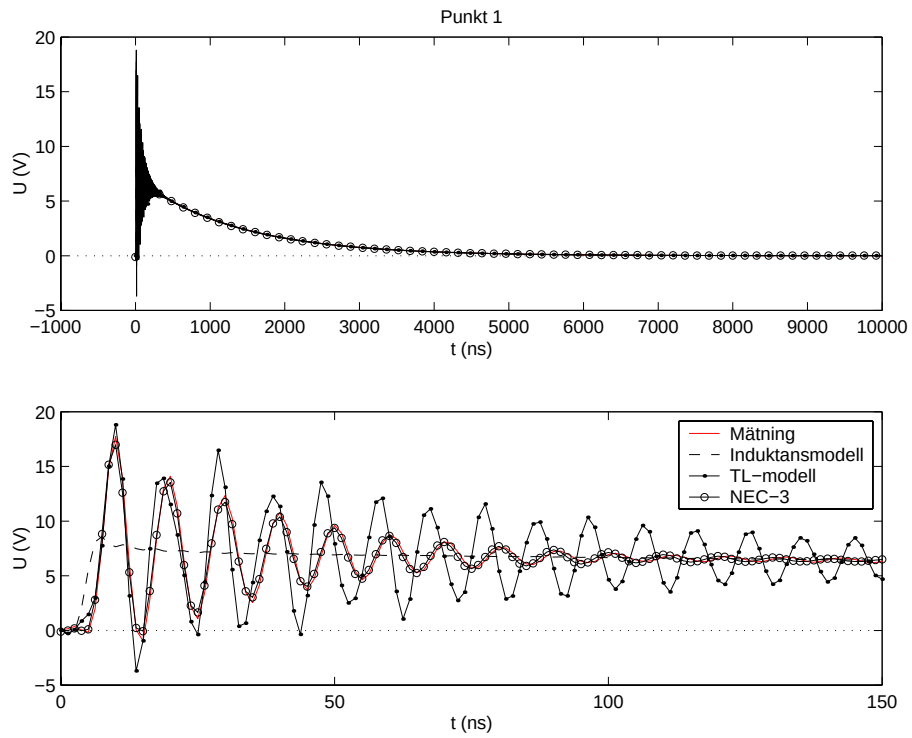
Tidskalan som använts är 0 till 10 μs i steg om 1,25 ns. På grund av de relativt snabba stigtiderna och resonansförloppet så visas resultaten i två figurer; en med full tidsskala där hela pulssvaret ses och en uppförstorad figur över de första 150 ns.

Som det framgår av figur 28 - 30 så följer spänningen i mätpunkterna inströmmen i stort förutom en överlagrad svängning som beror på resonansen vid 100 MHz. Både TL-modellen och NEC-3 har ungefär samma pulsstigtider som mätresultaten. Toppvärdena överensstämmer även dessa mycket väl. Avvikelsen mellan uppmätta toppvärden och simulerade toppvärden med NEC-3 och TL-modellen är endast några få procent för punkt B och punkt 1. TL-modellen och mätningen överensstämmer mycket väl med avseende på stigtid och toppvärde för punkt 5. Emellertid så har TL-modellen ett annorlunda svängningsförlopp på grund av den extra resonans som förekommer i dess resultat. Den största avvikelsen jämfört med mätresultatet, i form av stigtid och toppvärde, har NEC-3 i punkt 5 (om man bortser ifrån induktansmodellen). Avvikelsen i toppvärdet är ca 37%. Detta beror på skillnaden i resonansen vid 100 MHz enligt figur 27.

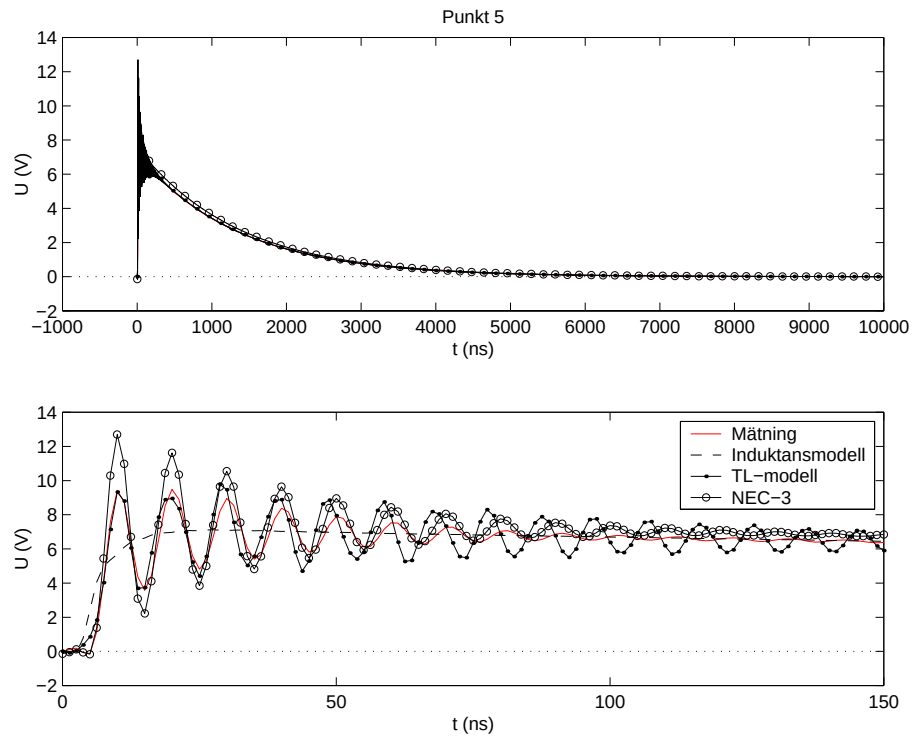
Det bör påpekas att det kraftiga svängningsförloppet till stor del orsakas av att en given blixtrörm påtvingas systemet över hela frekvensbandet även om inimpedansen är mycket hög vid 100 MHz. I nästa avsnitt presenteras resultat där den ideala strömgeneratorn parallellkopplas med en generatorimpedans vilket dämpar denna effekt något.



Figur 28. Mastmodell. Tidspulssvar i punkt B (staglina).



Figur 29. Mastmodell. Tidspulssvar i punkt 1 (masten).

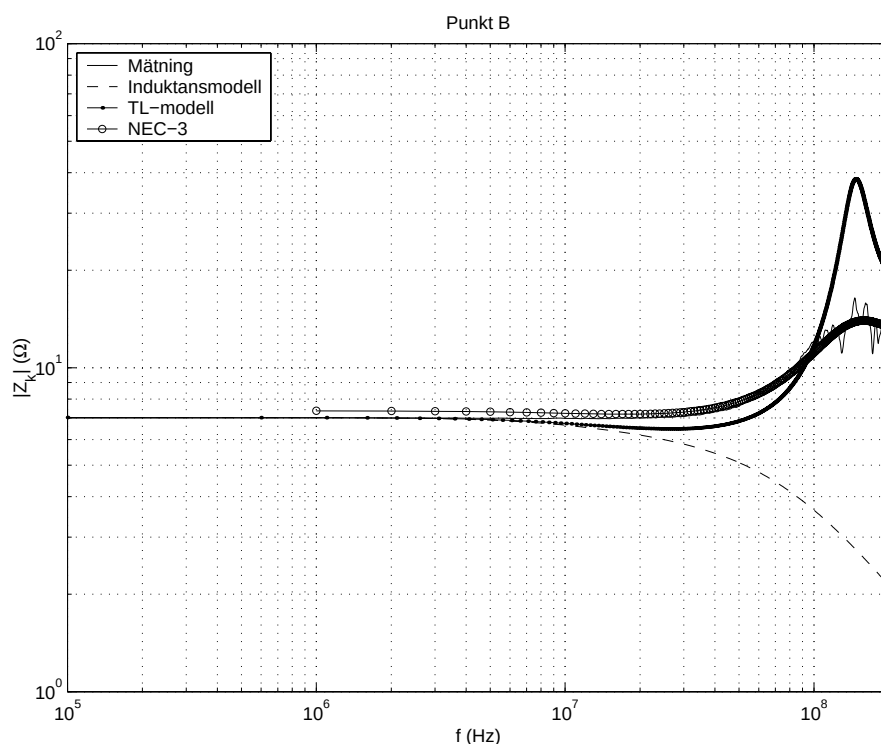


Figur 30. Mastmodell. Tidspulssvar i punkt 5 (signalkabel).

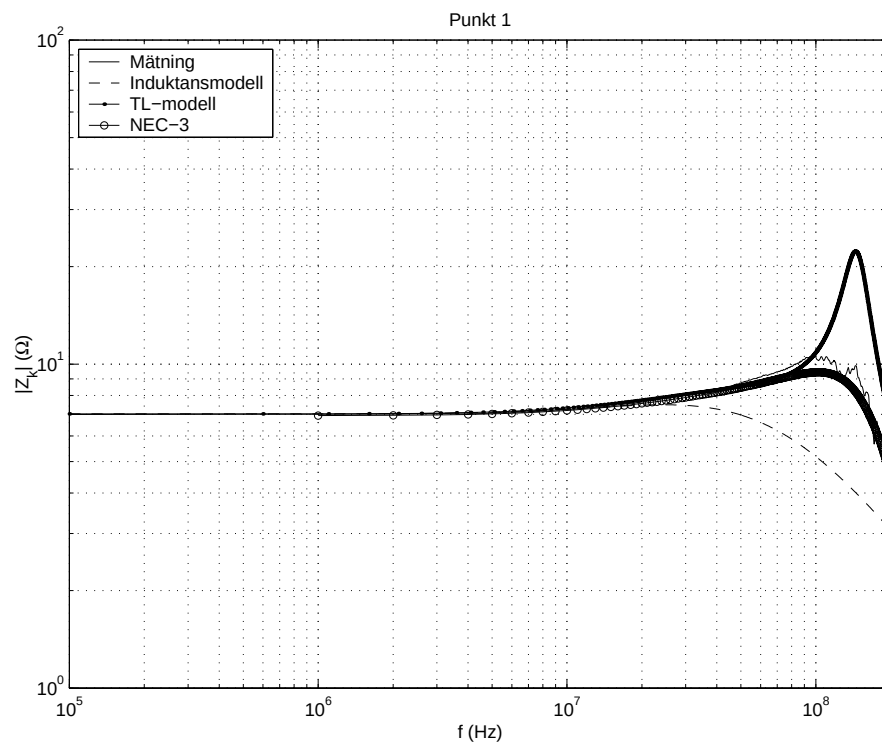
6.2.5 Koppling mellan spänning och injicerad ström med anpassad strömgenerator

I detta avsnitt presenteras resultaten av överföringsfunktionen mellan inströmmen och spänningen i avslutningsmotståndet då strömgeneratoren parallellkopplats med en generatorimpedans om $400\ \Omega$, vilket skall simulera en perfekt anpassad blytkanal, dvs där de reflekterade strömvågorna i blytkanalen absorberas i generatordelen (molnet i ett verkligt fall). Överföringsfunktionen mellan U och I_0 är i detta fall beskriven av (13) istället för (12) som i avsnitt 6.2.3. I figurerna nedan benämns den dock med samma namn som innan, Z_k .

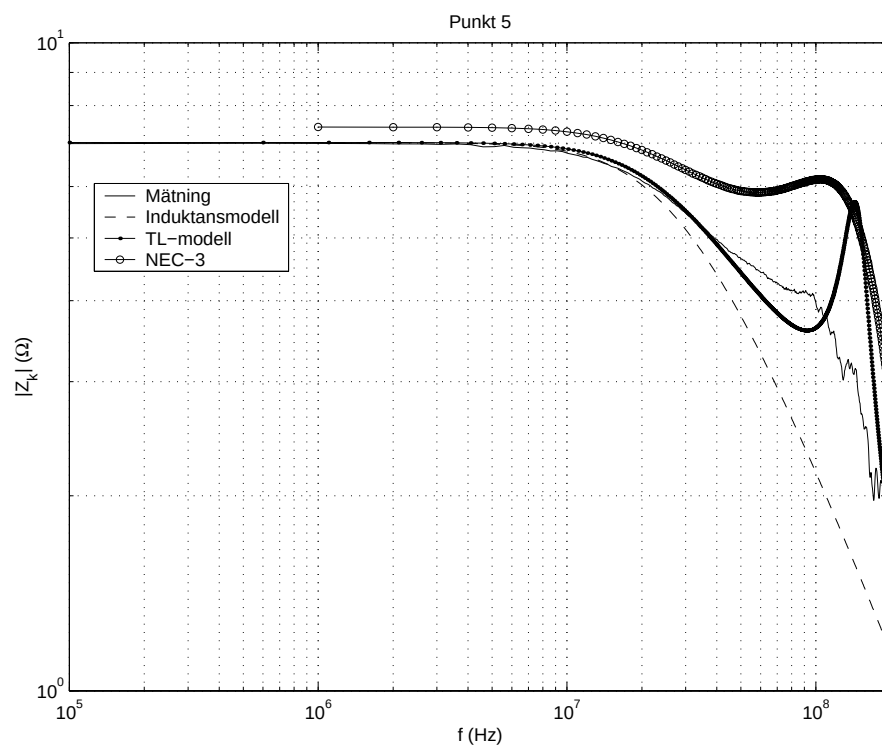
Resultaten kan ses i figur 31 - 33. Som det framgår av figurerna så har parallellkopplingen en dämpande effekt på resonansen vid 100 MHz. Noterbart är att den relativa avvikelser mellan mätning och NEC-3 resultatet ökar för punkt 5 enligt figur 33. Detta beror på att den resonanstopp som förekommit vid 100 MHz, har dämpats kraftigt (jämför med figur 27). Överensstämmelsen mellan mätningar och NEC-3 är sämre i frånvaro av resonansfenomen, vilket nu framträder tydligare.



Figur 31. Beloppet av Z_k mellan punkt A och punkt B. Z_k inkluderar även den parallellkopplade generatorimpedansen om $400\ \Omega$.



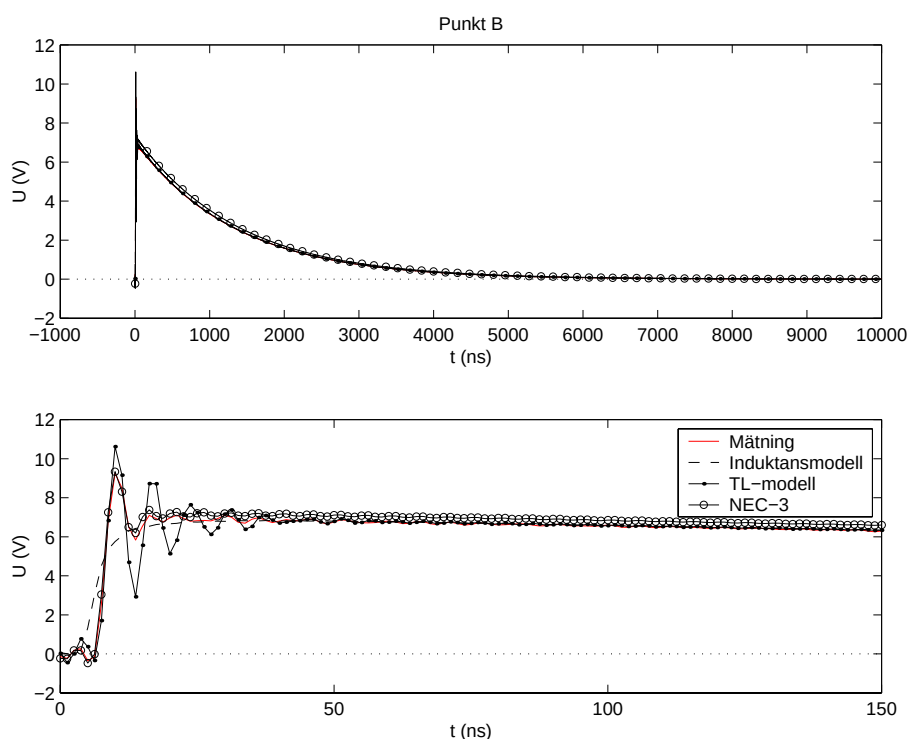
Figur 32. Beloppet av Z_k mellan punkt A och punkt 1. Z_k inkluderar även den parallellkopplade generatorimpedansen om 400Ω .



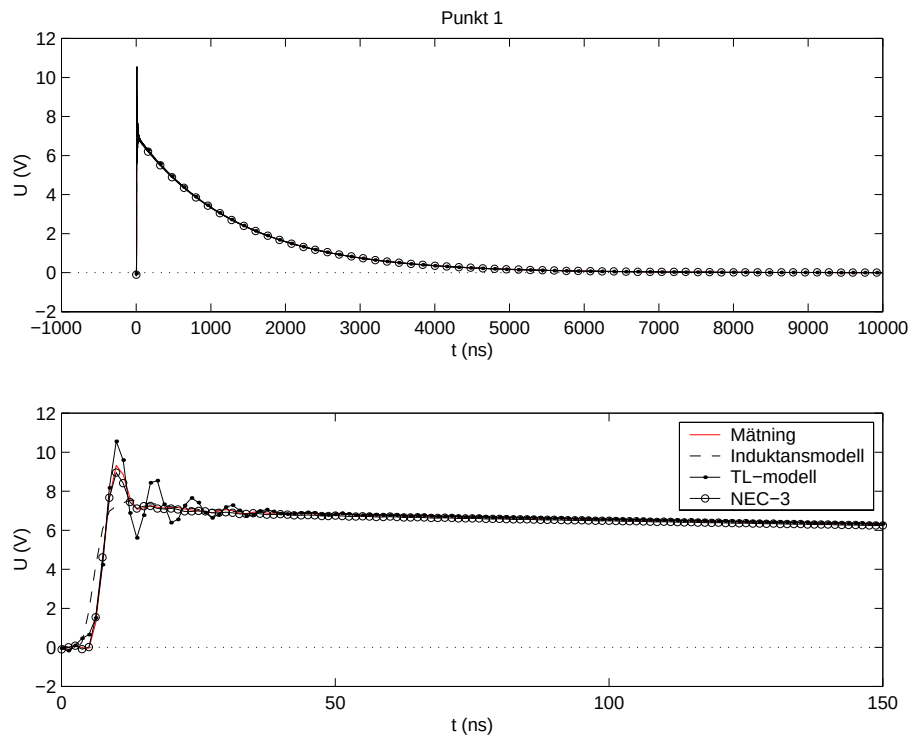
Figur 33. Beloppet av Z_k mellan punkt A och punkt 5. Z_k inkluderar även den parallellkopplade generatorimpedansen om 400Ω .

6.2.6 Tidspulssvar med anpassad strömgenerator

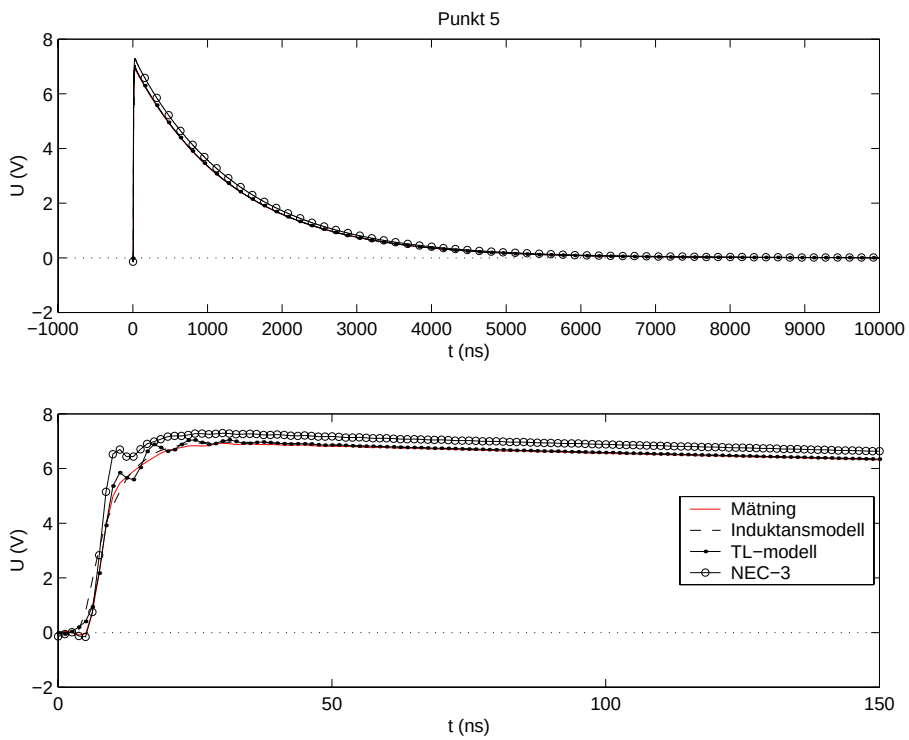
I detta avsnitt presenteras tidspulssvaren motsvarande de i avsnitt 6.2.4 fast med en anpassad strömgenerator om $400\ \Omega$ (med överföringsfunktioner enligt avsnitt 6.2.5). Resultaten ses i figur 34 - 36. Jämfört med resultaten i avsnitt 6.2.4 så sjunker toppamplituden med ungefär en faktor två. Överensstämmelsen mellan NEC-3, TL-modellen och mätningarna är även här mycket god. Avvikelsen är ungefär 10 % i toppamplitud för TL-modellen. Även induktansmodellen överensstämmer väl med uppmätta värden för signalkabeln (punkt 5) i detta fall, se figur 36. Detta beror på att den uppmätta resonanstoppet i detta fall dämpats mycket. Största avvikelsen mellan mätning och beräkning uppkommer för NEC-3 i punkt 5, vilken är max ca 20 %, se figur 36. Denna metod ger också en något högre stationär nivå på grund av sämre noggrannhet vid låga frekvenser. Denna avvikelse är dock mycket liten.



Figur 34. Mastmodell. Tidspulssvar i punkt B (staglina). Anpassad strömgenerator.



Figur 35. Mastmodell. Tidspulssvar i punkt 1 (masten). Anpassad strömgenerator.



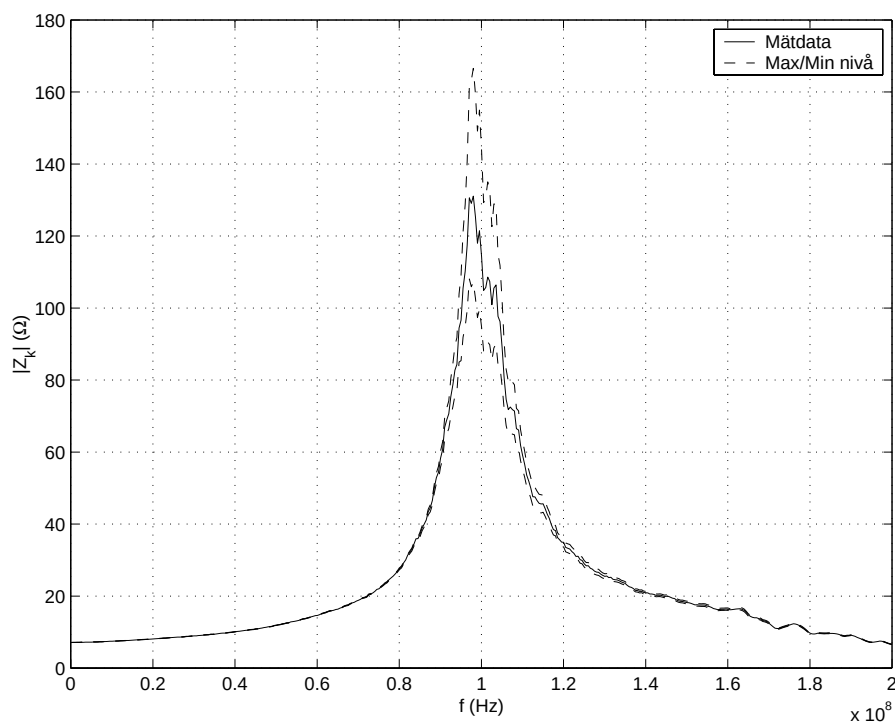
Figur 36. Mastmodell. Tidspulssvar i punkt 5 (signalkabel). Anpassad strömgenerator.

7 Mätosäkerhet och beräkningsosäkerhet

Både mätningarna och beräkningarna i denna studie är behäftade med osäkerheter. I detta avsnitt beskrivs de olika osäkerheter som uppkommer i de båda fallen. Det är svårt att kvantitativt bestämma osäkerheter vid denna typ av mätningar och simuleringar. De osäkerhetsfaktorer som bedöms som de viktigaste behandlas nedan och där så är möjligt kvantifieras de.

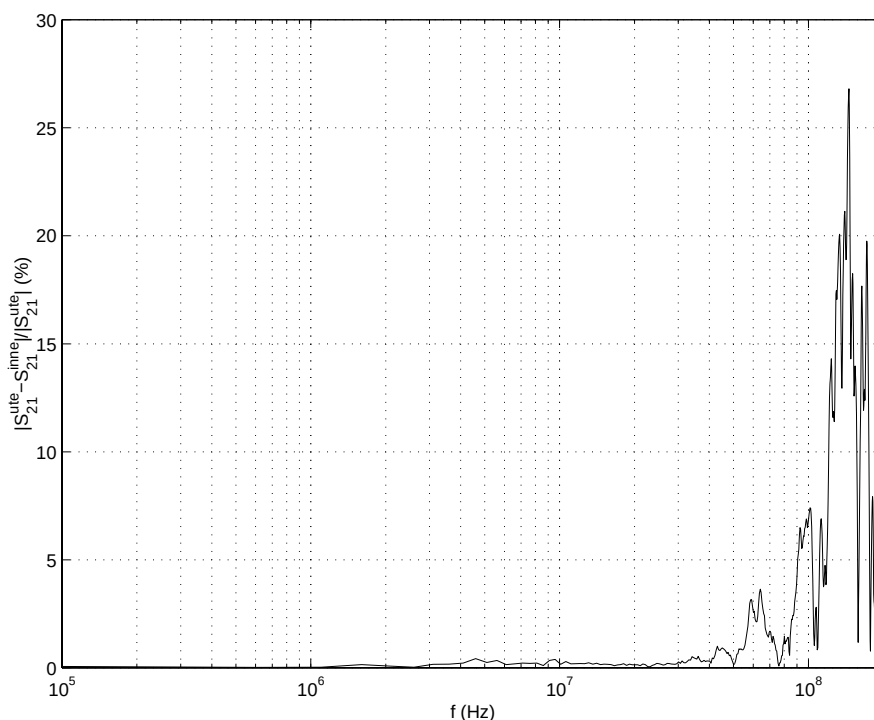
7.1 Mätosäkerhet

Mätningarna utfördes med hjälp av en full 2-portsmätning med nätverksanalysatorn HP 8753E mellan 100 kHz och 200 MHz. Mätosäkerheten av S-parametrarna varierar beroende på frekvens och amplitud. Ur [19] kan felet för den här typen av mätning uppskattas till ca 0,01 linjärt för S_{11} och ca 0,1 dB för S_{21} . Felet i uppmätt fas är ca 1 grad. Eftersom överföringsfunktionen Z_k bestäms enligt (5) är resultatet beroende på hur felet i inimpedansen påverkas av felet i S_{11} via avbildningen (3). För att exemplifiera felet så har en övre och en undre felgräns lagts in i S-parametrarna vid beräkningen av Z_k för punkt nr 1. Endast beloppsfelen för S-parametrarna har inkluderats (felet i fas bedöms som mindre viktigt). Resultaten, som för tydlighetens skull presenteras i linjär skala, ses i figur 37. Avvikelsen är störst vid resonansfrekvensen och är ca 30%. Största felkällan är felet i S_{11} vilket påverkar resultatet störst vid resonanstoppet då reflektionskoefficienten är relativt hög.



Figur 37. Z_k för punkt 1 med övre och undre felmarginal inlagd.

De brusliknande variationer av S_{21} som förekommer över ca 100 MHz beror till stor del av att mätningarna utfördes inomhus och att masten med jordplan börjar stråla ut effekt vid resonansfrekvenser. Denna utstrålning interagerar med väggar och tak i rummet vilket ses som periodiska toppar och dalar hos resultaten. Våglängden hos periodiciteten är av den storleksordning som överensstämmer med rummets storlek varför detta får anses vara en trolig förklaring. Av praktiska skäl var det ej möjligt att utföra mätningarna utomhus men för att bekräfta misstankarna om orsaken till variationerna, utfördes en kontrollmätning utomhus strax utanför dörren till mättrummet. Resultaten mättes upp för punkt 3 och i figur 38 visas den relativa skillnaden i S_{21} då mätningen skett inom- respektive utomhus.



Figur 38. Relativ avvikelse mellan inom- och utomhusmätning av S_{21} mellan punkt A och punkt 3.

Avvikelsen över 100 MHz uppgår till ca 20 % . En enstaka topp uppgår till 27%. Eftersom de två feltyperna som här presenterats måste anses vara oberoende, kan det maximala felet i värsta fall adderas. Vid resonanstoppar kan i värsta fall fel om ca 50 % då uppkomma. Utanför resonansområdet över 100 MHz dominerar felen på grund av reflektioner i byggnaden vilket uppskattas till max ca 30 % baserat på resultaten i figur 38. Under ca 100 MHz kan felen förväntas vara mycket mindre, uppskattningsvis några få procent.

7.2 Beräkningsosäkerhet.

Osäkerheter vid beräkningarna är mycket beroende på metodval. All metallstruktur behandlas som perfekta elektriska ledare vilket är en mycket bra approximation i detta frekvensområde. Denna felkälla får anses vara av mindre betydelse i dessa sammanhang. Generellt sett är det svårt att beräkna strömmar med hög noggrannhet vid resonans då registreringspunkten ligger i en strömnod (detta är även ett mättekniskt svårt problem).

Kretsmodellen och TL-modellen har även inbyggda begränsningar i sig. Kretsmodellen gäller endast för låga frekvenser och vid avsaknad av resonanser, exempelvis vid god impedansanpassning kan mycket god noggrannhet uppnås. Eftersom resonanser förekommer i det system som studerats här blir felen för kretsmodellen mycket stora i resonansområdet. Felen uppgår till 20-tals dB. TL-modellen inkluderar resonanser men dessa kan bli felaktigt modellerade eftersom utstrålning ej inkluderas i modellen. Detta framgår av resultaten i denna studie. Avvikelsen i resonansstoppar är ca en faktor 2 jämfört med mätningar och NEC-3 metoden. Vid dessa kan man inte utesluta fel i storleksordningen flera hundra procent.

NEC-3 modellerar trådstrukturen bra i resonansområdet och uppskattningsvis är felet högst några tiotals procent. Emellertid så kan felen lokalt bli mycket större om trådar placeras mycket nära varandra, som exempelvis för signalkabeln i denna studie (punkt 5). Även där kan man inte utesluta fel på flera hundra procent.

Under resonansområdet, ca 100 MHz, är beräkningsosäkerheten mycket låg eftersom de induktanser som förekommer beräknas analytiskt eller numeriskt med hög noggrannhet. Däremot kan noggrannheten för NEC-3 vid låga frekvenser försämrats på grund av numeriska problem vid matrisinvertering, se avsnitt 5.3.

8 Diskussion och slutsatser

I denna studie jämförs beräknade och uppmätta strömmar då ström injiceras på en av staglinorna på en skalmodell av en kommunikationsmast. De resultat som här presenterats visar att god överensstämmelse mellan mätningar och simuleringar kan uppnås med förhållandevis enkla modeller. Strömfördelningen i en mast kan simuleras med enkla modeller i frekvensdomän om linjära förlopp antages. Det är relativt lätt att transformera dessa resultat till tidsdomänen för att få information om pulssvar. Den enkla signalkabel som finns mitt i masten är tänkt att representera den eller de skärmade kablage som löper inuti en riktig mast. Eftersom kopplingen till innerledare främst sker induktivt och resistivt så har resultatpresentationen fokuserats på toppamplitud och stigtid för de uppkomna pulserna. Andra, ur åskskyddsperspektiv, intressanta parametrar som pulsenergi ("action integral") och laddningsmängd har ej behandlats eftersom de endast är av intresse då kopplingen till komponenter i realistiska system inkluderas i modellen.

Avvikelse i stigtid och toppamplitud för ett pulssvar avviker inte mer än ca 10 % för TL-modellen i denna studie. NEC-3 ger ännu mindre avvikelser om endast mastström och staglinor betraktas. Däremot är avvikelsen större för den så kallade signalkabeln, vilket troligen beror på svårigheter med momentmetoden då trådar ligger relativt nära varandra vid låga frekvenser. Detta kan innebära en begränsning för denna metods användbarhet om mer realistiska master skall modelleras, där flera ledare ligger tätt intill masten.

I denna studie har ej modeller av blixtkanalerna studerats närmare. Resultaten visar dock att det är viktigt att inkludera denna modell på ett riktigt sätt eftersom resultaten påverkas av hur strömkällan interagerar med det system man vill analysera. Med de två modeller av strömkällan som använts här avviker resultaten i från varandra med en faktor två.

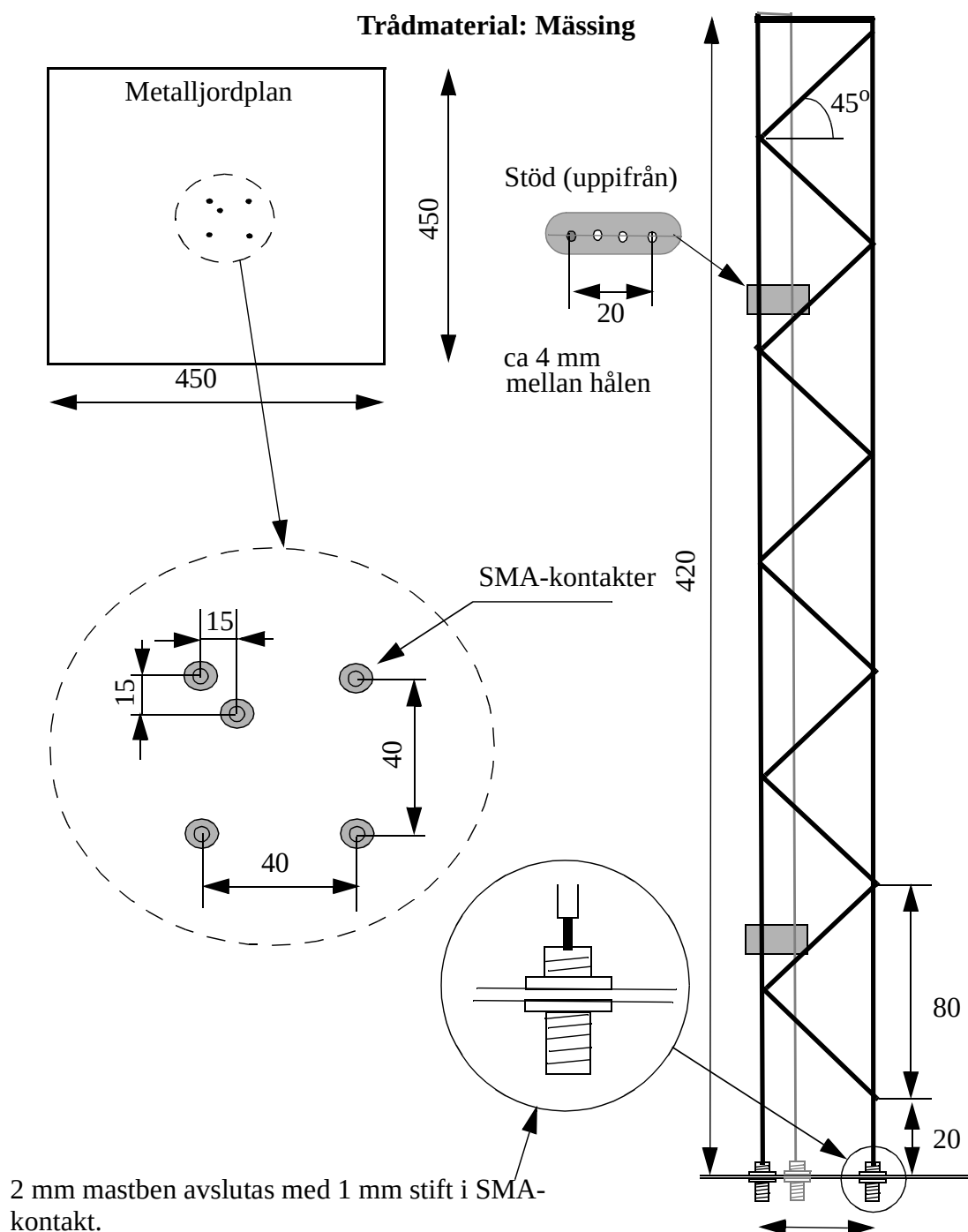
Även om avvikelsen i toppamplitud och stigtid inte är stor mellan mätningar och TL-modellen så modelleras inte resonansförloppet riktigt med den TL-modell som använts här. Det vore önskvärt att studera TL-modeller för icke parallella ledningar samt att undersöka möjligheten att inkludera utstrålningsförluster. Eventuellt kan momentmetoden och TL-modeller kombineras för detta ändamål. Ett möjligt koncept skulle kunna vara att modellera masten och staglinor med momentmetoden, där masten ersätts med en ekvivalent ledare, och därefter använda den inducerade mastströmmen som källa till en TL-modell för masten. Som tidigare nämnts så kan NEC-3 även inkludera mark i form av en dielektrisk förlustbehäftad halvrymd. TL-modellen kan också utökas till att omfatta markförluster, vilket finns beskrivet i tillgänglig litteratur.

9 Referenser

- [1] R. Thottappillil, "A review of lightning with emphasis on the properties important for the protection of ground based assets", RT/2000-01-31, Memo from Institute of High Voltage Research, Uppsala University, 2000.
- [2] V. Cooray, "Blixten, Så fungerar naturens fyrverkeri", Institutet för högspänningsforskning, Uppsala, 2000.
- [3] R. Thottappillil, E-post korrespondans, 2001-12-31.
- [4] C. Gomes, V. Cooray, "Concepts of Lightning Return Stroke Models", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compat.* Vol. 42, No. 1, February 2000. sid 82 - 96.
- [5] International standard IEC 1312-1, "Protection against lightning electromagnetic impulse", Part 1: General principles, 1995 - 02.
- [6] F. A. Fischer, J. A. Plumer and R. A. Perala, "Ligthning Protection of Aircraft", Lightning Technologies Inc. Pittsfield. 1990.
- [7] Y. Liu, M. Zitnik, R. Thottappillil, " An Improved Transmission-Line Model of Grounding System", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compat.* Vol. 43, No. 3, August 2001. sid 348 - 355.
- [8] F. Rachidi *et. al.* "Current and Electromagnetic Field Associated With Lightning-Return Strokes to Tall Towers", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compat.* Vol. 43, No. 3, August 2001. sid 356- 367.
- [9] Y. Baba, M. Ishii, "Numerical Electromagnetic Field Analysis on Lightning Surge Response of Tower with Shield Wire", *IEEE Trans. on Power Delivery.* Vol. 15, No. 3, July 2000, sid 1010 - 1015.
- [10] J. A. Gutiérrez, J. L.Nerado, P. Moreno, "Transmission Line Tower Modeling for Lightning Performance Analisis", *IEEE Power Engineering Review*, Vol. 19, No. 7, July 1999, sid 55-56.
- [11] F. Rachidi *et. al.* "Influence of a Lossy Ground on Lightning-Induced Voltages on Overhead Lines", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compat.* Vol. 38, No. 3, August 1996. sid 250 - 264.
- [12] F. W. Grover, "Inductance Calculations", Van Nostrand, N.Y., 1946.
- [13] C. R. Paul, "Frequency Response of Multiconductor Transmission Lines Illuminated by an Electromagnetic Field", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compat.* Vol. 18, No. 4, November 1976. sid 183 - 190.
- [14] J. Nitsch, C. E. Baum, R. Sturm, "Analytical Treatment of Circulant Nonuniform Multiconductor Transmission Lines", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compat.* Vol. 34, No. 1, November 1992.
- [15] L. Solymar, "On Higher Order Approximations to the Solution of Nonuniform Transmission Lines,"*Proc. I.R.E.*, Vol. 45, Nov. 1957, sid 1547-1548.
- [16] R. W. Klopfenstein, " A Transmission Line Taper of Improved Design", *Proc. I.R.E.*, Vol. 44, Jan. 1956, sid 31-35.

- [17] G. J. Burke, A.J. Poggio, "Numerical Electromagnetic Code (NEC) - Method of Moments", Techn. Doc. 116, Vol. 1, Part I, (NOSC TD 116) Jan. 1981.
- [18] L. V. Bewley, "Traveling Waves on Transmission Systems", Dover Publ. 2:nd ed. N.Y. 1951.
- [19] Agilent 8753ET/ES, 8753ET and 8753ES Network Analyzers, 30 kHz to 3 or 6 GHz, Data Sheet

Bilaga A. Detaljritning modellmast.



Bilaga B. Induktansberäkningar

B.1 Induktansberäkningar för raka trådar

Induktanser beräknas enklast generellt genom att integrera den magnetiska vektorpotentialen $\mathbf{A}$ längs en sluten kurva. Kurvorna består i detta fall av raka trådar. Strömbidraget från strömmen I på tråden till vektorpotentialen $\mathbf{A}$ i en viss punkt $\mathbf{r}$ fås ur

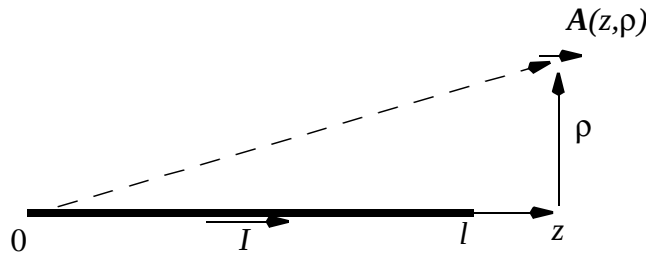
$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_l \frac{I(\mathbf{r}')}{R} d\mathbf{r}' \quad (\text{B-1})$$

där $R = |\mathbf{r} - \mathbf{r}'|$ och l är längden på tråden. Det magnetiska delflödet från strömmen I_n genom en sluten slinga C_m kan skrivas

$$\Phi_{mn} = L_{mn} I_n = \oint_{C_m} \mathbf{A} \cdot d\mathbf{s}. \quad (\text{B-2})$$

De olika induktanstermerna L_{mn} i en induktansmatris kan bestämmas genom numerisk eller analytisk integration av (B-1) och (B-2). Det totala magnetiska flödet genom slinga C_m fås genom

summan av delflödena: $\Phi_m = \sum_n \Phi_{mn}$.

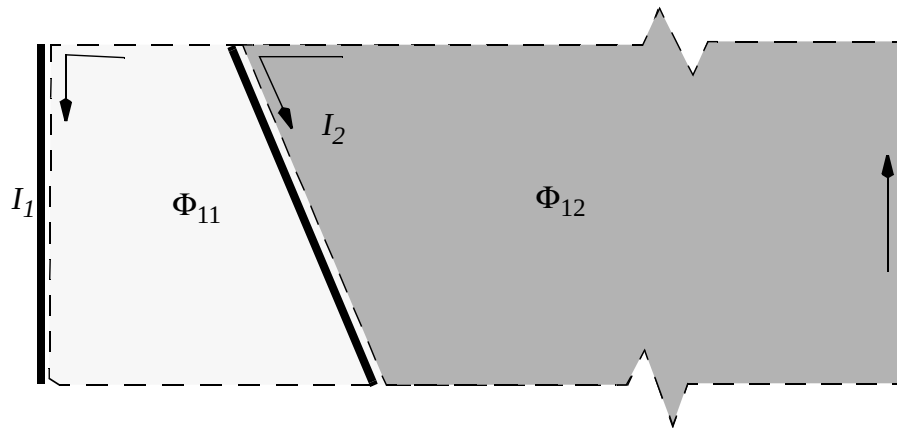


Figur 39. Geometri för bestämning av vektorpotentialen.

För en rak tråd kan bidraget till vektorpotentialen beräknas analytiskt genom integration av (B-1). Uttryckt i cylinderkoordinater blir vektorpotentialen i punkten (ρ, z) relativt ena änden av tråden (se figur 39)

$$\mathbf{A}(\rho, z) = \hat{z} \frac{\mu_0 I}{4\pi} \ln \left(\frac{z + \sqrt{z^2 + \rho^2}}{z - l + \sqrt{(z - l)^2 + \rho^2}} \right). \quad (\text{B-3})$$

Inom blixteräkningar är återledaren långt borta vilket innebär att ρ går mot ett stort värde i (B-3), vilket innebär att A går mot noll. Egeninduktansen och den ömsesidiga induktansen mellan två trådar bestäms genom beräkning av de magnetiska delflödena inom slutna slingor, se figur 40. Vektorpotentialens bidrag längs de horisontella sträckorna är noll för vertikala ledare. Även för snedställda ledare (som ledare nr 2 i figur 40) försummas bidragen längs de horisontella sträckorna i denna studie.



Figur 40. Integrering av vektorpotentialen längs slutna slingor för beräkning av induktanser. Φ_{11} omfattar de båda skuggade ytorna.

Om två lika långa ledare med längden l är parallella och placerade på avståndet r i från varandra så kan den ömsesidiga induktansen L_{12} beräknas analytiskt enligt [12]

$$L_{12} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left\{ l \ln \left(\frac{L}{r} + \sqrt{\frac{l^2}{r^2} + 1} \right) - \sqrt{l^2 + r^2} + r \right\}. \quad (\text{B-4})$$

Induktansmatrisen är symmetrisk dvs $L_{12}=L_{21}$.

Om r är litet, som för egeninduktansen av tråd nr 1 i figur 40 så kan (B-4) approximeras med

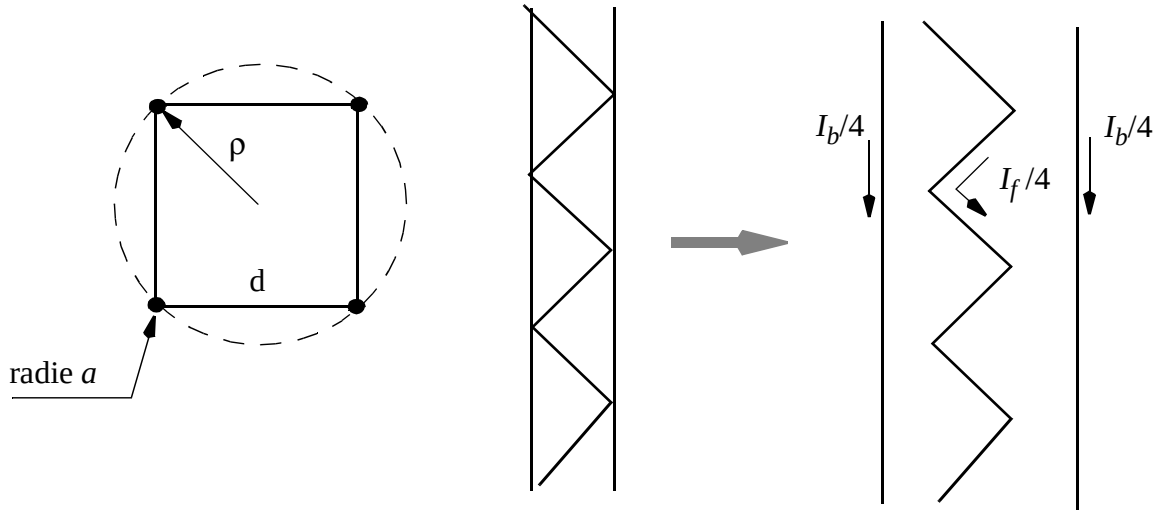
$$L_{11} \approx \frac{\mu_0}{2\pi} l \left\{ \ln \left(\frac{2l}{a} \right) - 1 \right\} \quad (\text{B-5})$$

där a är trådens radie.

För sneda ledare (exempelvis längs tråd nr 2 i figur 40) integreras vektorpotentialbidraget från tråd nr 1 numeriskt.

B.2 Mastinduktans

Mastens egeninduktans kan behandlas på olika sätt. Antingen behandlas varje ledare individuellt eller så kan mastens ben och fackverket ersättas med en enda induktans. Båda metoderna har använts i denna studie och de ger i stort sett identiska resultat på grund av att strömmen är symmetriskt fördelad mellan mastbenen. Den sistnämnda metoden är att föredra eftersom den ger minst ekvationssystem. Mastens ben kan tänkas vara placerade på en cirkel med radien $\rho = d/\sqrt{2}$, se figur 41. Enligt [12] kan då de fyra ledarna ersättas med en ledare med den ekvivalenta radien $R = (rn\rho^{n-1})^{1/n}$, där $\ln r = \ln a - 1/4$.



Figur 41. Vänster: mastens ben

Egeninduktansen för fackverksdelen och den ömsesidiga induktansen mellan fackverksdelen och mastbenen beräknas numeriskt genom integration av vektorpotentialen längs fackverket, respektive mastbenen enligt (B-2) och (B-3). En gemensam egeninduktans L_m kan beräknas med hjälp av delinduktanserna i masten. Låt strömmen längs varje mastben vara $I_b/4$ och strömmen längs varje fackverkssida vara $I_f/4$, se figur 41. Egeninduktansen för mastbenen och fackverket är L_{bb} respektive L_{ff} . Den ömsesidiga induktansen dem emellan betecknas $L_{bf}(=L_{fb})$. Spänningen U_m över masten bestäms då av

$$U_m \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} L_{bb} & L_{bf} \\ L_{fb} & L_{ff} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_b \\ I_f \end{bmatrix} = j\omega \bar{\bar{L}} \cdot \mathbf{I} \quad (\text{B-6})$$

Ekvationsystemet (B-6) kan ersättas med en ekvation som uttrycks i totalströmmen i masten,

$I_m = I_b + I_f = \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{I}$ efter att (B-6) multiplicerats med inversen av induktansmatrisen:

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{U_m}{j\omega} (\bar{\bar{\mathbf{L}}})^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} = I_m \quad (\text{B-7})$$

Detta kan även skrivas

$$U_m = j\omega L_m I_m \quad (\text{B-8})$$

där den gemensamma egeninduktansen för masten är

$$L_m = \frac{1}{\begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot (\bar{\bar{\mathbf{L}}})^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}} \quad (\text{B-9})$$

dvs inversen av summan av alla komponenter i inversen av induktansmatrisen. Den ömsesidiga induktansen till staglinor beräknas med hänsyn till masten betraktad som en enda ledare där strömmen I_m antas gå i centrum av masten.

För signalkablar som löper initu masten kan sådana förenkligar ej göras. De ömsesidiga induktanserna mellan mastben, fackverk och signalkabel måste beräknas numerisk men de kan sedan ersättas med en gemensam ömsesidig induktans genom att beräkna strömförhållandet mellan I_b och I_f . Antag att vi känner den ömsesidiga induktansen mellan mastens ben och en signalkabel, L_{bs} samt den ömsesidiga induktansen mellan fackverket och signalkabeln, L_{fs} . Det går att visa att

$$L_{ms} = c_b L_{bs} + c_f L_{fs} \quad (\text{B-10})$$

där konstanterna c_b och c_f är strömförhållandena enligt

$$\begin{aligned} c_b &= \frac{I_b}{I_b + I_f} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot (\bar{\bar{\mathbf{L}}})^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} L_m \\ c_f &= \frac{I_f}{I_b + I_f} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot (\bar{\bar{\mathbf{L}}})^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} L_m \end{aligned}, \quad (\text{B-11})$$

där L_m är enligt (B-9).