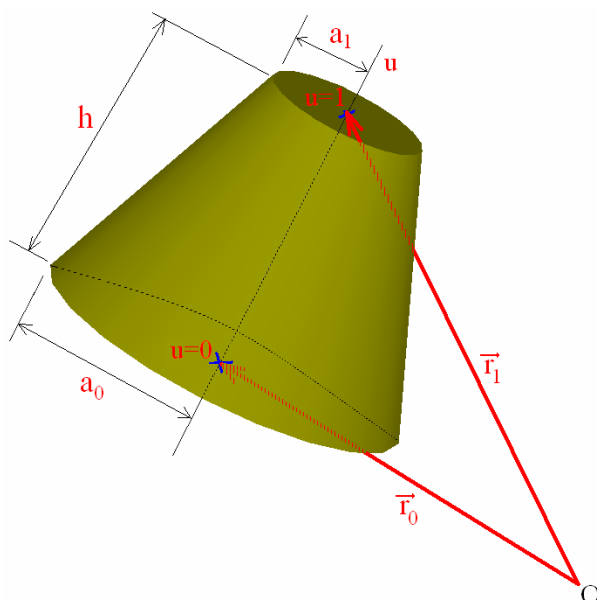
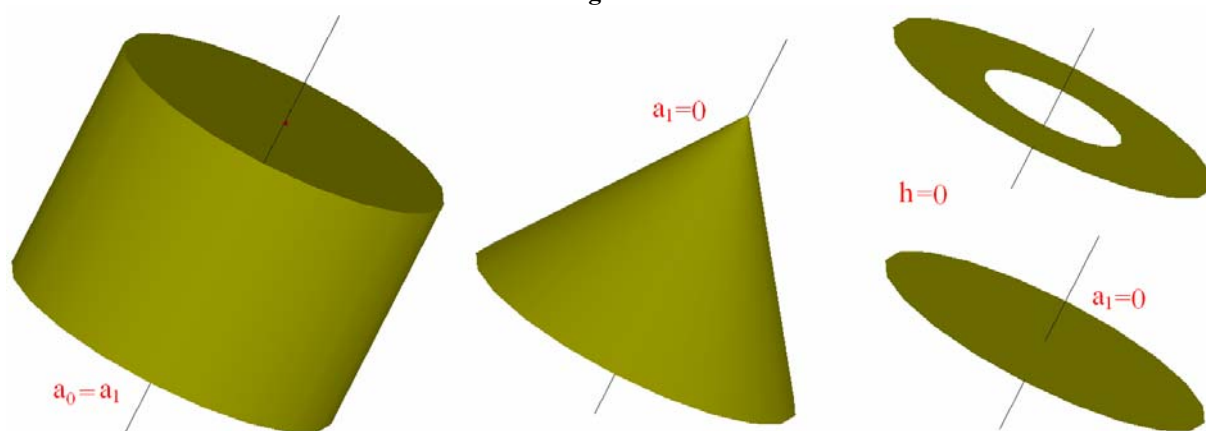


**Echipamente Radio Definite prin Program si Virtuale****Modelarea electromagnetică a structurilor compuse, metalice și dielectrice**

În oricare soluție numerică a problemelor de electromagnetism avem întotdeauna doi pași de bază: aproximarea (sau modelarea) geometriei sistemului real (fizic), și aproximarea (sau modelarea) curentului (sau altei necunoscute) în sistemul aproximativ. Elementele geometrice din care se compune aproximarea unui sistem electromagnetic fizic 3D sînt în principal de trei forme: segmente de conductori filari (posibil curbi și încărcăți cu impedanțe), suprafețe conductoare (de asemenea posibil curbe și încărcate cu impedanțe), și corpuri dielectrice (posibil cu pierderi) de forme arbitrare.

Pentru aproximarea geometrică a conductorilor filari este uzual adoptat ca model general trunchiul de con drept din figura 1, definit unic de cele două puncte de capăt ale axei sale, razele celor două suprafețe de capăt,  $a_0$  și  $a_1$ , și înălțimea  $h$ . Prin particularizarea parametrilor trunchiului de con se obțin formele uzuale cilindrică, conică, discoidală și coroană circulară, din figura 2.

**Figura 1****Figura 2**

1

## Echipamente Radio Definite prin Program si Virtuale

Așa cum se arată în figura 1 ecuația vectorială parametrică a axei conductorului filar în coordonata locală  $u$  este (1).

$$\vec{r}(u) = \vec{r}_0 + (\vec{r}_1 - \vec{r}_0)u \quad 0 \leq u \leq 1 \quad (1)$$

Aproximarea suprafețelor conductoare, în totalitate sau pe porțiuni, este uzual realizată eficient ca o extensie a modelului de conductor filar drept prin cuadrilatre biliniare, unic definite prin cele patru puncte de intersecție a laturilor. Cuadrilatrele biliniare sînt foarte flexibile, putînd aproxima împreună cu particularizările lor plană și triunghiulară o largă varietate de suprafețe practice complexe. Cu notațiile din figura 3, ecuația vectorială a unui astfel element de suprafață este (2), axele de coordonate locale  $u$  și  $v$  nefiind în general ortogonale.

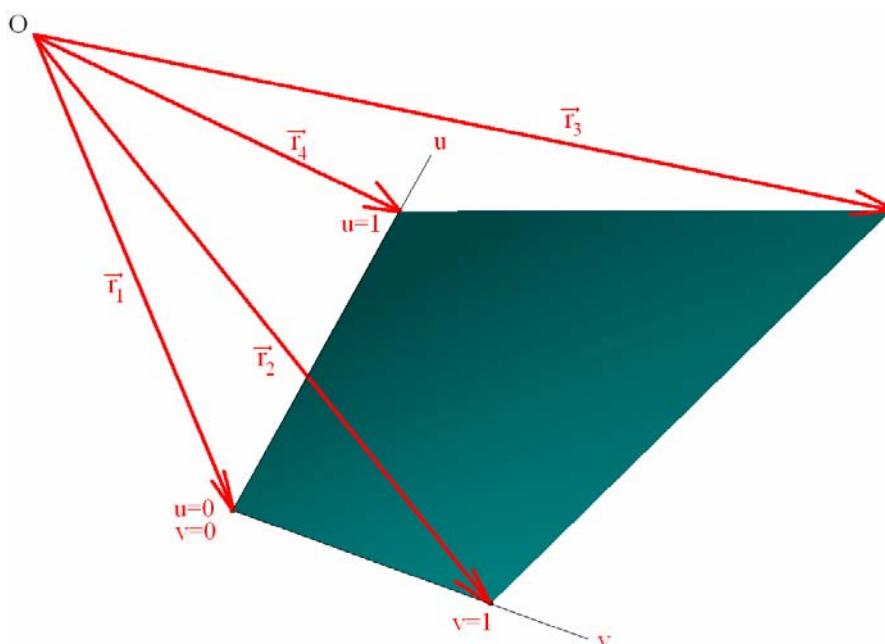


Figura 3

$$\vec{r}(u, v) = (1-u)(1-v)\vec{r}_1 + (1-u)v\vec{r}_2 + u(1-v)\vec{r}_4 + uv\vec{r}_3 \quad 0 \leq u, v \leq 1 \quad (2)$$

Procesul de extindere a modelelor geometrice pentru părțile componente (dielectrice cu sau fără pierderi) tridimensionale ale structurilor radiante se oprește la hexahedronul trilinear, element de volum cu șase fețe cuadrilatre biliniare unic determinat prin cele opt vîrfuri. Ecuația vectorială a punctelor din interiorul și pe suprafața domeniului de volum cu notațiile din figura 4 este (3), axele de coordonate locale  $u$ ,  $v$  și  $w$  nefiind în general ortogonale.

$$\begin{aligned} \vec{r}(u, v, w) = & (1-u)(1-v)(1-w)\vec{r}_1 + u(1-v)(1-w)\vec{r}_2 + uv(1-w)\vec{r}_3 + (1-u)v(1-w)\vec{r}_4 + \\ & + (1-u)(1-v)w\vec{r}_5 + u(1-v)w\vec{r}_6 + (1-u)vw\vec{r}_8 + uvw\vec{r}_7 \end{aligned} \quad (3)$$

$$0 \leq u, v, w \leq 1$$

## Echipamente Radio Definite prin Program si Virtuale

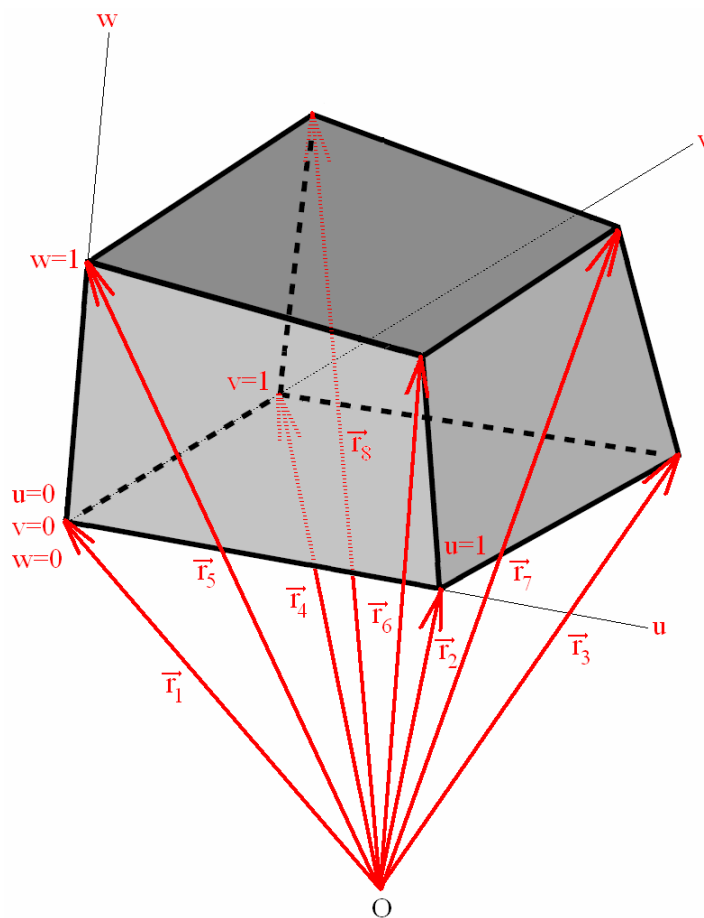


Figura 4

Analiza numerică a structurilor radiante este mult ușurată dacă necunoscutele curenții, densități de curent sau alte mărimi derivate sînt exprimate în funcție de coordonatele locale ale componentelor geometrice 1D, 2D sau 3D prin care sînt approximate respectivele structuri, iar o simplificare suplimentară a evaluării numerice a integralelor care apar în formulele componentelor cîmpului electromagnetic este adusă de aproximarea necunoscutelor prin funcții polinomiale de aceste coordonate. Astfel, intensitatea curentului electric într-o secțiune de conductor filar poate fi de forma (4) iar forma componentelor după axa coordonatei locale  $u$ , de exemplu (întrucît componentele după axele celorlalte coordonate locale sînt de aceeași formă), ale densității de curent electric pe suprafața unui cuadrilater biliniar sau în volumul unui hexahedron trilinear poate fi (5) și respectiv (6).

$$\underline{I}(u) = \sum_{i=0}^n \underline{I}_i u^i \quad (4)$$

$$\underline{J}_{Su}(u, v) = \sum_{i=0}^{n_u} \sum_{j=0}^{n_v} \underline{J}_{Su\,ij} u^i v^j \quad (5)$$

$$\underline{J}_{Vu}(u, v, w) = \sum_{i=0}^{n_u} \sum_{j=0}^{n_v} \sum_{k=0}^{n_w} \underline{J}_{Vu\,ijk} u^i v^j w^k \quad (6)$$

## Echipamente Radio Definite prin Program si Virtuale

Valorile coeficienților complecși necunoscuți din dezvoltările (4), (5) sau (6) se obțin ca rezultat al rezolvării sistemului de ecuații liniare în care se transformă ecuațiile integro-diferențiale care modelează fenomenul de radiație electromagnetică în prezența surselor imprimate (tip “delta” punctuală, liniară ori superficială, ori tip “coroană” TEM) și/sau incidente (câmpuri de la antenele unor emițătoare îndepărtate) și (cel puțin) a condițiilor de frontieră:

- Prima lege a lui Kirchhof la toate nodurile de conductori filari, inclusiv la capetele lor libere .
- Continuitatea componentelor normale ale vectorului densitate de curent în lungul laturei comune a două cuadrilatre biliniare.
- Ecuația de continuitate a curentului pentru componentelor normale ale densității volumice de curent pe fața comună a două volume hexahedron trilinear adiacente și densitatea de sarcină pe acea față.

Oferta de aplicații/programe, atât comerciale (complexe, de exemplu [4] sau [7]) cât și gratuite (mai simple), destinate analizei electromagnetice a structurilor radiante s-a îmbogățit continuu ca urmare a dezvoltărilor teoretice și a suportului creat de puterea tot mai mare de prelucrare a datelor prin intermediul calculatoarelor personale. Cele mai multe dintre aceste programe utilizează Metoda Momentelor (exhaustiv descrisă inițial în [8]) pentru a transforma ecuațiile integro-diferențiale de câmp în sistem(e) de ecuații liniare, dar foarte puține oferă și posibilitatea de a include simultan în analiză și componentele de circuit ale echipamentelor la care structurile radiante sînt conectate.

Una dintre soluțiile complete pentru analiză/proiectare îl constituie pachetul format din programele ([4]) “WIPL-D Microwave” și “WIPL-D 3D EM Solver” care se pot evalua prin varianta demo disponibilă la adresa <http://www.wipl-d.com/> sau achiziționînd o variantă redusă (ca număr maxim admis de necunoscute) dar complet funcțională [3]. Utilitatea sa reiese imediat prin simpla examinare a exemplelor încorporate, dintre care în figura 5 este preluat modelul unui terminal GSM-900 avînd antena înglobată într-un mediu dielectric.

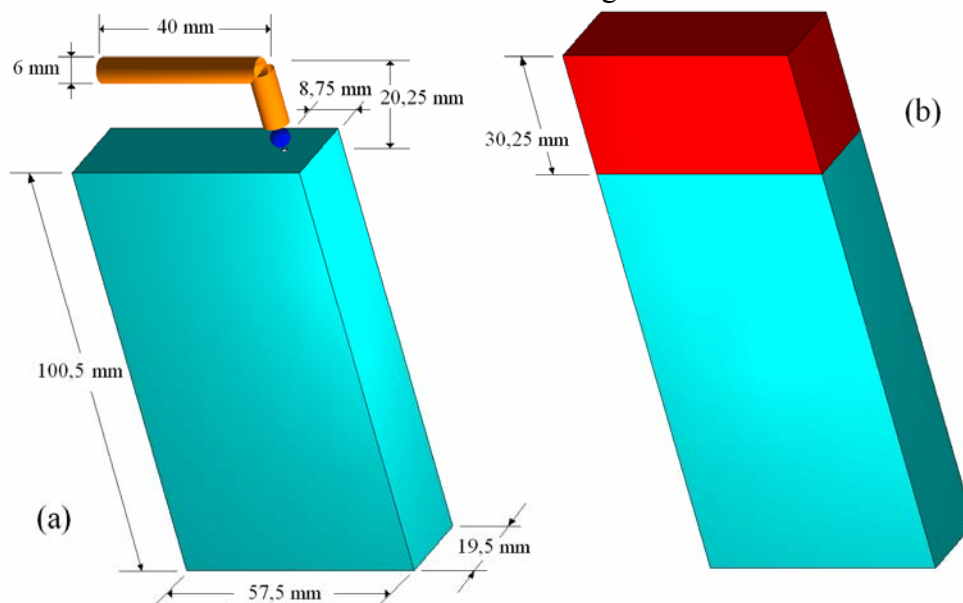


Figura 5

## Echipamente Radio Definite prin Program si Virtuale

Antena terminalului, figura 5-(a), este un monopol în formă de “L” completat de carcasa metalică paralelipipedică aproximativ complet închisă ce conține întreaga parte electronică a echipamentului. Ea este excitată la emisie de un generator imprimat “delta”-punctual cu amplitudinea tensiunii electromotoare 1 V plasat la joncțiunea monopolului cu fața carcasei și încărcată punctual în aceeași regiune la recepție cu impedanța de intrare a receptorului. Stabilitatea mecanică a antenei este asigurată prin includerea ei într-un material dielectric cu permitivitatea relativă 4 care completează fără discontinuități geometrice carcasa metalică ca în figura 5-(b).

Figurile 6 și 7 arată variațiile modulelor vectorilor intensitate a câmpului electric și magnetic în planul de simetrie a structurii și respectiv într-un plan paralel cu acesta aflat la o zecime din lungimea de undă la frecvența centrală de up-link, aproximativ 900 MHz. Se observă ca la numai 3 cm de monopol (în aer!) componentele câmpului electromagnetic apropiat își reduc intensitățile de aproape zece ori față de cele maxime din zona dielectricului aflat în contact cu conductorului antenei. În ceea ce privește câmpul creat la distanță, figura 8 arată variația câștigului față de radiatorul izotrop în funcție de cele două coordonate unghiulare din sistemul de coordonate sferice. Radiația este concentrată în direcția acelei fețe a carcasei echipamentului “indicată” de capătul liber al monopolului.

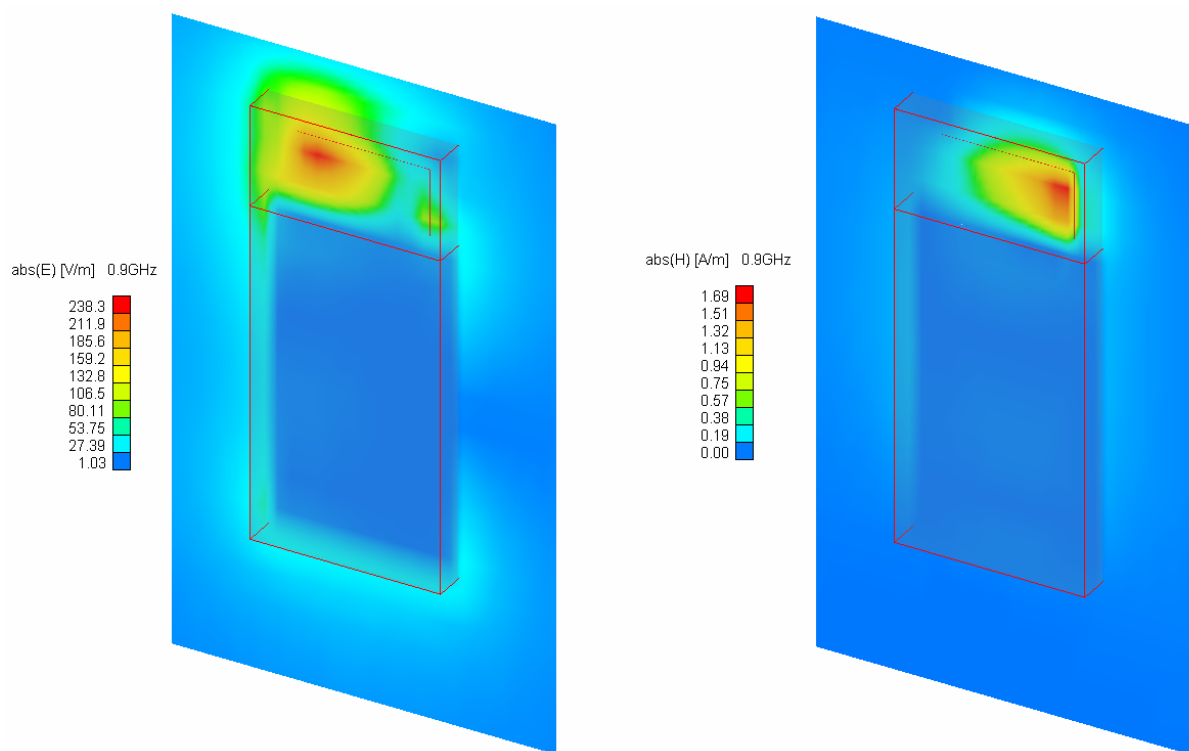


Figura 6

Variația admitanței și impedanței de intrare în antenă în regim de emisie pe domeniul de frecvență 850 MHz - 1000 MHz este arătată în figura 9, atât în reprezentarea parte reală/parte imaginară cât și sub forma diagramei Smith. Componenta reactivă este semnificativ inductivă, marcând efectul de “lungire” datorat dielectricului din proximitatea antenei (cel puțin a unuia din “brațele” ei!).

## Echipamente Radio Definite prin Program si Virtuale

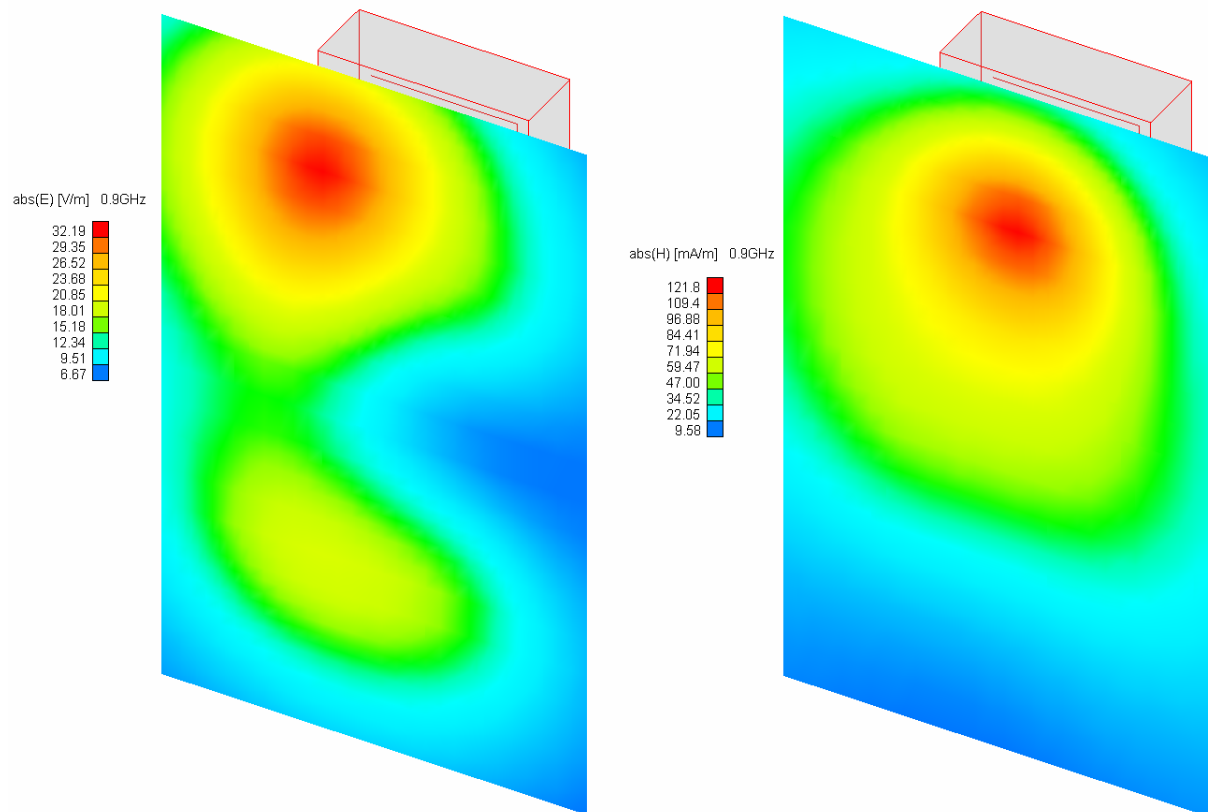


Figura 7

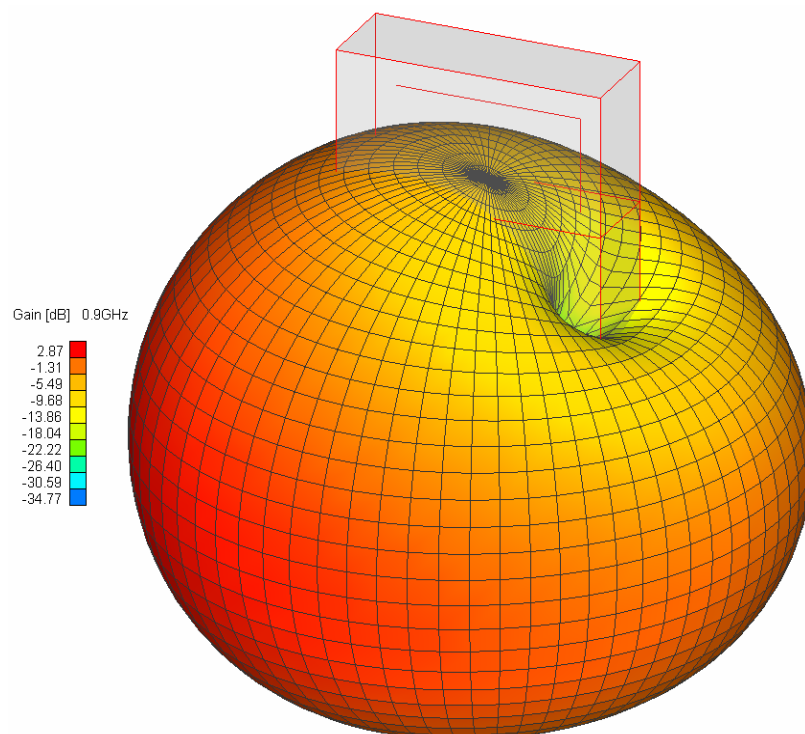


Figura 8

## Echipamente Radio Definite prin Program si Virtuale

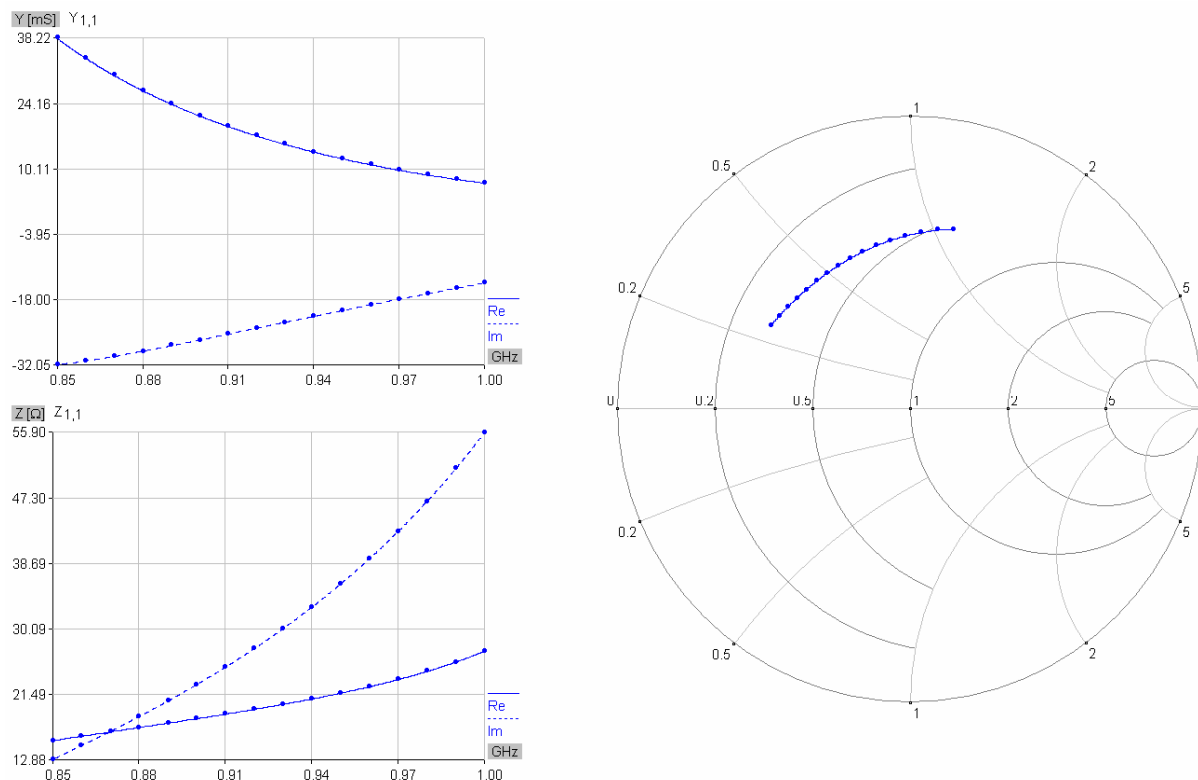


Figura 9

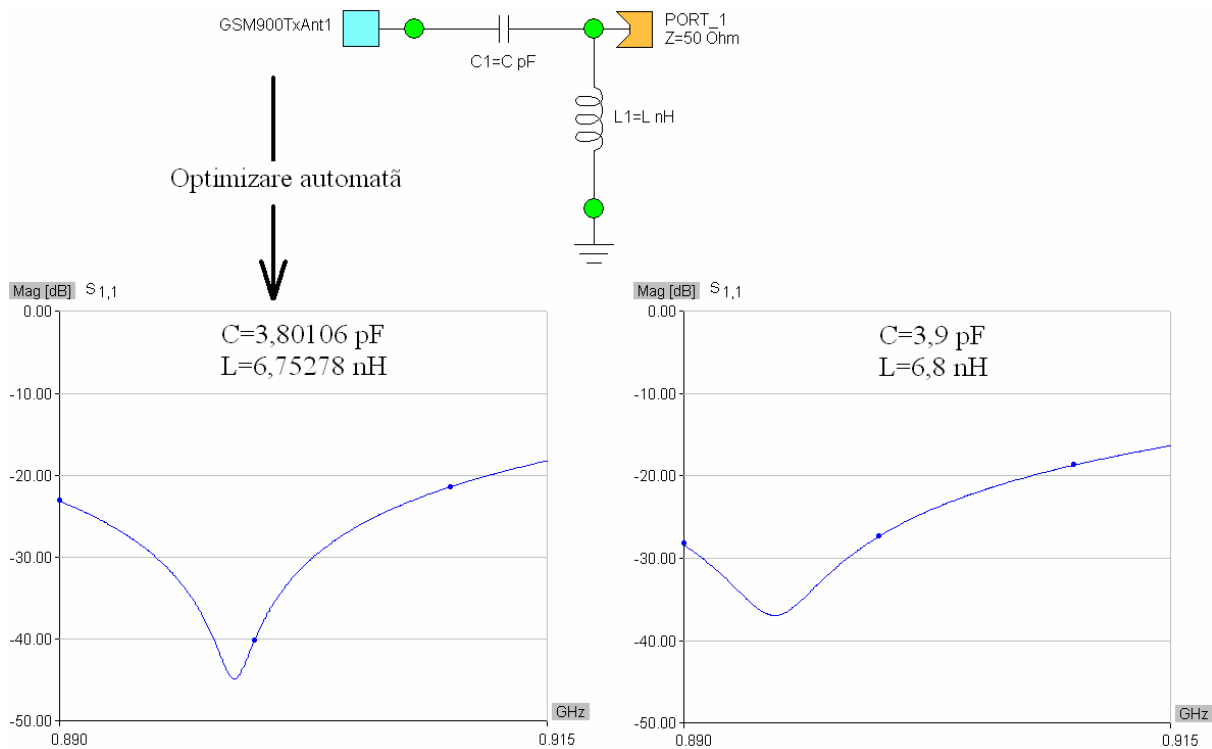


Figura 10



## Echipamente Radio Definite prin Program si Virtuale

Figura 10 arată rezultatul optimizării automate a valorilor elementelor  $L$  și  $C$  ale circuitului ales pentru adaptarea cu antena în domeniul frecvențelor de emisie după impunerea unei valori minime de maximum -30 dB pentru modulul coeficientului de reflexie la intrarea rețelei de adaptare, în raport cu impedanța de referință de 50  $\Omega$ . Pentru valorile de componente (concentrate) practice adaptarea rămîne bună.

## BIBLIOGRAFIE

- [1] – B. D. Popovic, B. M. Kolundžija, “*Analysis of Metallic Antennas and Scatterers*”, I.E.E.E., 1994, ISBN 0-85296-807-8
- [2] – Branko M. Kolundžija, Antonije R. Djordjević, “*Electromagnetic Modeling of Composite Metallic and Dielectric Structures*”, Artech House, 2002, ISBN 0-89006-360-5
- [3] – Branko M. Kolundžija, Jovan S. Ognjanovic, Tapan K. Sarkar, “*WIPL-D Microwave – Circuit and 3D EM Simulation for RF & Microwave Applications - Software and User’s Manual*”, Artech House, 2005, ISBN 86-86173-00-4
- [4] – ----- “*WIPL-D Microwave*” și “*WIPL-D 3D EM Solver*”, <http://www.wipl-d.com/>
- [5] – N. K. Kouveliotis, ș.a., “*Theoretical Approach of the Interaction Between a Human Head Model and a Mobile Handset Helical Antenna Using Numerical Methods*”, Progress In Electromagnetics Research, PIER 65, 2006
- [6] – Mohamed H. Al Sharkawy, ș.a., “*Design of Wideband Printed Monopole Antenna Using WIPL-D*”, Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics, 2004
- [7] - ----- “*FEKO User’s Manual*”, 2006, <http://www.feko.info/>
- [8] – Roger F. Harrington, “*Field Computation by Moment Method*”, Macmillan Company, 1968