

محاسبه و اندازه گیری پرتو پرتو یک آنتن دی پل در مجاورت یک کره دی الکتریک

فاطمه خرامان

گروه مهندسی کنترل

دانشکده برق و کامپیوتر دانشگاه تبریز

fatemeh_kharaman@yahoo.com

چکیده

هنگامی که جسمی دی الکتریک در مقابل آنتن قرار می گیرد، روی پرتو¹ و امپدانس آنتن اثر می گذارد. در این مقاله، اثر دی الکتریک بر روی پرتو آنتن و امپدانس آن مورد بررسی قرار می گیرد. روش تحلیل *Mie*، به عنوان روش "بررسی اثر متقابل کره دی الکتریک و آنتن دی پل نیم موج"، انتخاب شده است. در پایان نیز نتایج حاصل از تحلیل با مقادیر اندازه گیری در آزمایشگاه مقایسه شده است.

مدل تحلیلی، با استفاده از نرم افزار *MATLAB* تهیه شده که برنامه حل عددی جامع و کاملی در میان نرم افزارهای علمی به شمار می آید. در مدل تحلیلی، سعی شده است تا حد امکان از توابع و ماژولهای داخلی نرم افزار *MATLAB* استفاده شود. نتایج حاصل از این مدل تحلیلی شامل محاسبه پرتو سیستم "آنتن دی پل نیم موج و کره دی الکتریک" و مقایسه با نتایج آزمایشگاهی، محاسبه قدرت تلف شده در یک کره دی الکتریک، محاسبه امپدانس آنتن مجاور کره دی الکتریک و مقایسه با نتایج آزمایشگاهی و در پایان محاسبه پرتو تشعشعی آنتن دی پل در مقابل سر انسان.

کلمات کلیدی: روش *Mie* (*Mie Method*)، اثر متقابل آنتن و سر انسان آنتن دی پل (*Dipole Antenna*)، نرخ جذب ویژه (*SAR: Specific Absorption Rate*)، الگوی پرتو آنتن (*Pattern*)

۱- مقدمه

طی سالهای اخیر استفاده از تلفن های همراه بطور گسترده ای افزایش یافته و در نتیجه خطرات ناشی از انرژی الکترومغناطیسی ساطع شونده از آنتن موبایل کانون توجه قرار گرفته است. از آنجایی که اکثر ادوات مذکور در فرکانسی نزدیک باند فرکانسی میکروویو کار می کنند، و از آنجا که معمولاً نزدیک سر انسان مورد استفاده قرار می گیرند، این مساله از دو نظر قابل بررسی است. یک نظر مربوط به جذب انرژی در بدن انسان در اثر در معرض امواج قرار گرفتن است که به مسائل اندازه گیری مربوط می شود و در این مقاله مورد بررسی قرار گرفته است. نظر دوم مربوط به تاثیر بدن انسان بر عملکرد تلفنهای همراه است.

مشخصه های آنتن که در اثر وجود بدن انسان دستخوش تغییرات می شود عبارتند از: امپدانس ورودی، پرتو تشعشعی و کارائی تشعشع. پارامتر اخیر در اثر جذب انرژی توسط بدن انسان بسیار کاهش می یابد. امواج رادیویی که به طور مستقیم بطرف سر انسان حرکت می کنند، تا عمق چند سانتیمتر وارد شده و جذب می شوند. در این فرایند انرژی امواج به بافت زنده منتقل شده و در نهایت انرژی تولید شده دمای بدن را افزایش می دهد. محاسبات نشان می دهد ماکزیمم دمایی که در اثر جذب انرژی امواج رادیویی تلفنهای همراه در سر انسان بوجود می آید حدود ۰/۱ درجه

¹ Pattern

سانتیگراد است. با اینکه اثرات مستقیم این فرایند بر روی سلامت بدن انسان به اثبات نرسیده است. تحقیقات زیادی جهت کشف اثرات مستقیم مذکور، در حال جریان است.

۱-۱- نرخ جذب ویژه (SAR^2) تلفنهای همراه

SAR معیار است که میزان انرژی امواج رادیویی جذب شده در سر انسان را توصیف کرده و برای یک قسمت مشخص از بدن انسان به صورت زیر تعریف می شود [۳]:

$$SAR = \frac{\sigma}{\rho} |E|^2$$

که در آن σ رسانایی بافت، ρ چگالی بافت، و E مقدار موثر شدت میدان الکتریکی داخلی است. بنابر این SAR موضعی بطور مستقیم به میدان الکتریکی داخلی مربوط می شود مهم تعیین میدان الکتریکی درون جسم بیولوژیکی است. روش ممان^۳ بطور گسترده ای برای محاسبه SAR های موضعی در مدل بلوکی انسان و حیوان به کار گرفته می شود. استفاده از روش Mie برای محاسبه میدان داخل برای اشکال پیچیده بسیار مشکل است.

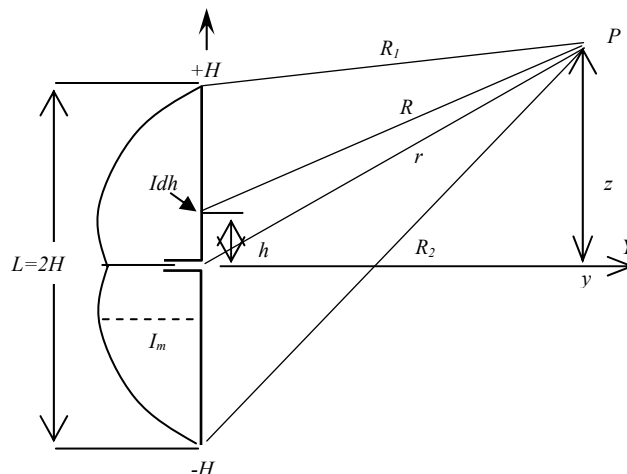
مقدار SAR طبق توصیه استاندارد $ICNIRP$ ، نباید از $2 \frac{Watt}{kg}$ تجاوز نماید. این قاعده توسط سازندگان تلفنهای

همراه پذیرفته شده و تمام تلفنهای همراه ساخته شده زیر سطح مذکور ($2 \frac{Watt}{kg}$) کار می کنند.

۲- میدان نزدیک^۴ آنتن دی پل با موج ساکن (محاسبه تحلیلی میدان)

چنانچه فاصله نقطه مورد مطالعه نسبت به طول آنتن کم باشد، دیگر نمی توان از تقریبات میدان دور استفاده کرد. در اینحالت با توجه به شکل (۱) می توان از مقادیر ذکر شده در شکل در بدست آوردن \vec{A} استفاده کرد. در بدست آوردن

$$\vec{E} \text{ باید رابطه کامل } \vec{E} = -j\omega\vec{A} + \frac{\nabla\nabla \cdot \vec{A}}{j\omega\mu\epsilon} \text{ را بکار برد.}$$



شکل ۱- میدان نزدیک آنتن دی پل با موج ساکن [۲]

² Specific Absorption Rate

³ Moment Method

⁴ Near Field

$$R = \sqrt{(z-h)^2 + y^2}, R_1 = \sqrt{(z-H)^2 + y^2}, R_2 = \sqrt{(z+H)^2 + y^2}, r = \sqrt{z^2 + y^2} \quad (۱-۲)$$

توزیع جریان سینوسی، و بصورت $I = I_m \sin \beta(H \pm h)$ بوده و h فاصله هر نقطه آنتن تا مبدأ مختصات است. با استفاده از مقادیر بالا در رابطه A و قدری عملیات ریاضی A ، و سپس میدانهای E و H بصورت زیر حاصل می شوند.

$$E_z = -j30I_m \left(\frac{e^{-j\beta R_1}}{R_1} + \frac{e^{-j\beta R_2}}{R_2} - 2\cos(\beta H) \frac{e^{-j\beta r}}{r} \right) \quad (۲-۲)$$

$$E_y = j30I_m \left(\frac{z-H}{y} \times \frac{e^{-j\beta R_1}}{R_1} + \frac{z+H}{y} \times \frac{e^{-j\beta R_2}}{R_2} - \frac{2z\cos(\beta H)}{y} \times \frac{e^{-j\beta r}}{r} \right) \quad (۳-۲)$$

$$H_\phi = \frac{j30I_m}{\eta y} \left(e^{-j\beta R_1} + e^{-j\beta R_2} - 2\cos(\beta H) \frac{e^{-j\beta r}}{r} \right) \quad (۴-۲)$$

میدانهای بدست آمده برای محاسبه امپدانس و امپدانس متقابل آنتن ها مورد استفاده قرار می گیرند. در این مقاله به برای مقایسه پرتو تشعشعی آنتن ها با روش Mie و روش تحلیلی از فرمولها استفاده شده است.

۳-۱- حل معادله هلمهولتز

یکی از معادلاتی که در محاسبه میدانهای الکترومغناطیسی و امواج بکار می رود، معادله موج اسکالر است که به آن "معادله هلمهولتز" نیز می گویند، که در مختصات کروی به صورت زیر است.

$$\nabla^2 \Psi + k^2 \Psi = \frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} \left(r^2 \frac{\partial \Psi}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2 \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\sin \theta \frac{\partial \Psi}{\partial \theta} \right) + \frac{1}{r^2 \sin^2 \theta} \frac{\partial^2 \Psi}{\partial \phi^2} + k^2 \Psi = 0 \quad (۱-۳)$$

برای حل این معادله از روش جداسازی متغیرها استفاده می کنیم.

$$\Psi = R(r)T(\theta)F(\phi) \quad (۲-۳)$$

- $F(\phi) = c_1 e^{jm\phi} + c_2 e^{-jm\phi}$ تابع هارمونیک ساده که در آن c_1 و c_2 ثابت و $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ است.
- $R(r) = c_3 z_n^{(g)}(kr)$ تابع بسل کروی که c_3 عدد ثابت، $n = 0, 1, 2, \dots$ و $g = 1, 2, 3, 4$.
- g نمایانگر نوع تابع بسل کروی و به شرح جدول (۱) می باشد.

جدول ۱- انواع توابع بسل کروی

$z_n^{(1)}(kr) = j_n(kr)$	تابع بسل کروی
$z_n^{(2)}(kr) = y_n(kr)$	تابع نیومن کروی
$z_n^{(3)}(kr) = h_n^{(1)}(kr)$	تابع هنکل کروی نوع اول
$z_n^{(4)}(kr) = h_n^{(2)}(kr)$	تابع هنکل کروی نوع دوم

$P_n^m(\cos \theta)$ توابع لژاندر وابسته می باشند. جواب معادله هلمولتز به صورت زیر است

$$\Psi_{mn}^g(r, \theta, \varphi) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=-m}^{n=m} A_{mn}^g z_n^{(g)}(kr) P_n^m(\cos \theta) e^{jm\varphi} \quad (2-3)$$

که A_{mn}^g ثابت است.

۳-۲- معادله برداری موج

در بسیاری از مسائل تئوری موج الکترومغناطیسی نیاز داریم جواب معادله برداری موج را بدست آوریم. روش کلی برای بدست آوردن جوابهای معادله برداری موج بکار گرفتن اپراتورهای دیفرانسیلی برداری معین بر روی توابع موج اسکالر است. در ذیل نشان خواهیم داد که چطور توابع موج برداری، از توابع موج اسکالر بدست آورده می شوند. تعدادی توابع موج کروی تعریف خواهند شد. سپس می توانیم بسط موج صفحه ای یا موج تشعشی از یک دی پل هرتز^۵ را بر حسب این توابع بدست آوریم. این موضوع نظریه گوستاومی (Mie) را عمومیت می دهد تا رفتار موج تابشی و آنتن واقعی^۶ را بررسی نماییم. [۱]

حال توابع موج برداری را در مختصات کروی تعریف می کنیم.

$$\nabla^2 \vec{C} - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{C}}{\partial t^2} - \mu\delta \frac{\partial \vec{C}}{\partial t} = 0 \quad (3-3)$$

اگر Ψ در معادله اسکالر موج (۱-۳) صدق کند آنگاه بردارهایی مانند \vec{M} و \vec{N} وجود دارند که به صورت زیر تعریف شده و می توان نشان داد که در معادله برداری موج صدق می کنند.

$$\vec{M} = \nabla \times (\vec{a}\Psi) \quad (4-3)$$

$$\vec{N} = \frac{1}{k} \nabla \times \vec{M} \quad (5-3)$$

\vec{a} یک بردار ثابت است. با فرض $\vec{L} = \nabla \Psi$ خواهیم داشت.

$$\vec{M} = \vec{L} \times \vec{a} \quad (6-3)$$

که \vec{L} نیز جواب معادله برداری موج (۳-۳) است.

بردارهای \vec{M} و \vec{N} سولنوئیدال^۷ هستند. اما \vec{L} چنین نیست. چون

$$\nabla \times \vec{L} = 0, \quad \nabla \cdot \vec{L} = \nabla^2 \Psi = -k^2 \Psi \neq 0 \quad (7-3)$$

$$\vec{L} \cdot \vec{M} = 0 \quad (8-3)$$

⁵ Hertzian Dipole

⁶ Realistic Antenna

⁷ Solenoidal

بردارهای \vec{L} و \vec{M} متعامدند. در سال ۱۹۰۸ آقای *Mie* نشان داد که نتایج فوق در مختصات کروی برای بردار نیمه ثابتی نظیر $\vec{a} = r\vec{a}_r$ قابل قبول است [۱]. اگر \vec{a}_r بردار ثابتی باشد $\nabla \times \vec{a}_r$ در هر مختصات صفر است، ولی در صورتیکه به شکل $(\vec{a} = r\vec{a}_r)$ باشد فقط در مختصات کروی صفر است. حال می‌خواهیم میدان الکترومغناطیسی را در یک محیط بدون منبع^۸ بصورت جمع توان موج کروی بسط دهیم که می‌توان گفت دو نوع موج *TE* و *TM* داریم. اگر \vec{M} نماینده موج *TE* و \vec{N} نماینده موج *TM* باشد در مختصات کروی بسط هر یک از میدانها بصورت زیر است [۱]:

$$\vec{E} = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^{m=n} (a_{mn} \vec{M}_{mn}^g + b_{mn} \vec{N}_{mn}^g) \quad (۹-۳)$$

$$\vec{H} = \frac{j}{\eta} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^{m=n} (a_{mn} \vec{N}_{mn}^g + b_{mn} \vec{M}_{mn}^g) \quad (۱۰-۳)$$

که n, m, m' و n' اعداد صحیح هستند. \vec{M} و \vec{N} را می‌توان به شکل زیر نوشت.

$$\vec{M} = \vec{M}^e + j\vec{M}^o = \vec{M}_o^e \quad (۱۱-۳)$$

$$\vec{N} = \vec{N}^e + j\vec{N}^o = \vec{N}_o^e \quad (۱۲-۳)$$

$$\vec{M}_o^e = \mp \frac{m\vec{a}_\theta}{\sin \theta} z_n^g(kr) P_n^m(\cos \theta) \frac{\sin}{\cos}(m\varphi) \quad (۱۳-۳)$$

$$- \vec{a}_\varphi z_n^g(kr) \frac{\partial}{\partial \theta} P_n^m(\cos \theta) \frac{\cos}{\sin}(m\varphi)$$

$$\vec{N}_o^e = \vec{a}_r \frac{n(n+1)}{Kr} z_n^g(kr) P_n^m(\cos \theta) \frac{\cos}{\sin}(m\varphi) \quad (۱۴-۳)$$

$$+ \vec{a}_\theta \frac{1}{Kr} \frac{\partial}{\partial r} [r z_n^g(kr)] \frac{\partial}{\partial \theta} P_n^m(\cos \theta) \frac{\cos}{\sin}(m\varphi)$$

$$\mp \frac{m\vec{a}_\varphi}{\sin \theta} \frac{1}{Kr} \frac{\partial}{\partial r} [r z_n^g(kr)] \frac{\partial}{\partial \theta} P_n^m(\cos \theta) \frac{\sin}{\cos}(m\varphi)$$

۳-۳- دی پل هرتز^۹

تشعشع الکترومغناطیسی دی پل هرتز را می‌توان به طور تحلیلی بدست آورد. گشتاور دی پل برابر است با

$$\vec{P}_0 = p_0 \vec{a}_d \quad \text{که} \quad p_0 = \frac{I \Delta l}{j\omega} \quad \text{و} \quad I \quad \text{جریان دی پل است.} \quad \Delta l \quad \text{طول دی پل و} \quad \vec{a}_d \quad \text{بردار یکه‌ای است که جهت دی پل را}$$

در نقطه $(r_0, \theta_0, \varphi_0)$ نشان می‌دهد. از تحلیل می‌توان بدست آورد که (برای نقاط $r < r_0$)

$$\vec{E}^i = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^{m=n} (a_{mn}^{(4)} \vec{M}_{mn}^1(r, \theta, \varphi) + b_{mn}^{(4)} \vec{N}_{mn}^1(r, \theta, \varphi)) \quad (۱۵-۳)$$

^۸ Source Free Region

^۹ Hertzian Dipole Antenna

$$\vec{H}^i = \frac{j}{\eta} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^{m=n} \left(a_{mn}^{(4)} \vec{N}_{mn}^1(r, \theta, \varphi) + b_{mn}^{(4)} \vec{M}_{mn}^1(r, \theta, \varphi) \right) \quad (۱۶-۳)$$

(برای نقاط $r > r_0$)

$$\vec{E}^i = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^{m=n} \left(a_{mn}^{(1)} \vec{M}_{mn}^4(r, \theta, \varphi) + b_{mn}^{(1)} \vec{N}_{mn}^4(r, \theta, \varphi) \right) \quad (۱۷-۳)$$

$$\vec{H}^i = \frac{j}{\eta} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^{m=n} \left(a_{mn}^{(1)} \vec{N}_{mn}^4(r, \theta, \varphi) + b_{mn}^{(1)} \vec{M}_{mn}^4(r, \theta, \varphi) \right) \quad (۱۸-۳)$$

مقادیر $a_{mn}^{(1),(4)}$ و $b_{mn}^{(1),(4)}$ به صورت زیر هستند.

$$a_{mn}^{(1),(4)} = \left(\frac{-jk^3 p_0}{4\pi\epsilon} \right) \frac{(n-|m|)!}{(n+|m|)!} \frac{2n+1}{n(n+1)} \vec{a}_d \cdot \vec{M}_{-m,m}^{(1),(4)}(r_0, \theta_0, \varphi_0) \quad (۱۹-۳)$$

$$b_{mn}^{(1),(4)} = \left(\frac{-jk^3 p_0}{4\pi\epsilon} \right) \frac{(n-|m|)!}{(n+|m|)!} \frac{2n+1}{n(n+1)} \vec{a}_d \cdot \vec{N}_{-m,m}^{(1),(4)}(r_0, \theta_0, \varphi_0) \quad (۲۰-۳)$$

۳-۴- آنتن دی پل هرتز نزدیک یک کره دی الکتریک

فرض کنید یک آنتن دی پل هرتز در نقطه $(r_0, \theta_0, \varphi_0)$ جلوی یک کره دی الکتریک با شعاع a قرار دارد. می خواهیم تشعشعات الکترومغناطیسی این آنتن را در هر نقطه از فضا پیدا کنیم. از جمله کاربردهای آن می توان به بررسی تأثیرات متقابل سر انسان و آنتن موبایل اشاره کرد. همانطور که در بخش قبلی برای میدانهای تابشی روابط (۳-۱۵) تا (۳-۱۸) را داشتیم برای میدانهای عبوری (داخل کره) و میدانهای بازگشتی نیز روابط زیر را داریم.

میدان عبوری:

$$\vec{E}^t = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^{m=n} \left(a_{mn}^t \vec{M}_{mn}^1(r, \theta, \varphi) + b_{mn}^t \vec{N}_{mn}^1(r, \theta, \varphi) \right) \quad (۲۱-۳)$$

$$\vec{H}^t = \frac{j}{\eta} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^{m=n} \left(a_{mn}^t \vec{N}_{mn}^1(r, \theta, \varphi) + b_{mn}^t \vec{M}_{mn}^1(r, \theta, \varphi) \right) \quad (۲۲-۳)$$

میدان بازگشتی:

$$\vec{E}^s = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^{m=n} \left(a_{mn}^s \vec{M}_{mn}^4(r, \theta, \varphi) + b_{mn}^s \vec{N}_{mn}^4(r, \theta, \varphi) \right) \quad (۲۳-۳)$$

$$\vec{H}^s = \frac{j}{\eta} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^{m=n} \left(a_{mn}^s \vec{N}_{mn}^4(r, \theta, \varphi) + b_{mn}^s \vec{M}_{mn}^4(r, \theta, \varphi) \right) \quad (۲۴-۳)$$

روی سطح کره ($r = a$) داریم:

$$\left. \begin{array}{l} \vec{D}_{1n} = \vec{D}_{2n} \\ \vec{E}_{1t} = \vec{E}_{2t} \end{array} \right\} \rightarrow \vec{E}_0^s + \vec{E}_0^i = \vec{E}_0^t \quad (25-3)$$

$$\left. \begin{array}{l} \vec{B}_{1n} = \vec{B}_{2n} \\ a_{n2} \times (\vec{H}_1 - \vec{H}_2) = J_s \end{array} \right\} \rightarrow \vec{H}_0^s + \vec{H}_0^i = \vec{H}_0^t \quad (26-3)$$

از این به بعد مقدار $\rho_1 = k_1 a$ و $\rho_2 = k_2 a$ را در نظر گرفته‌ایم. که $k_1 = \omega \sqrt{\mu_1 \epsilon_1}$ و $k_2 = \omega \sqrt{\mu_2 \epsilon_2}$ (۱): فضای آزاد و ۲: فضای داخل کره است). اگر کره دی‌الکتریک دارای تلفات باشد ϵ_2 به شکل مختلط یعنی $\epsilon_{r2c} = \epsilon_{r2} - j \frac{\sigma_2}{\omega \epsilon_0}$ خواهد بود و ضرایب $a_{mn}^{(1),(4)}$ و $b_{mn}^{(1),(4)}$ از موقعیت آنتن و دی‌الکتریک محاسبه می‌شوند که قبلاً گفته شد، ولی ضرایب $b_{mn}^s, a_{mn}^s, a_{mn}^t, b_{mn}^t$ هنوز مجهول هستند. با بکار بردن شرایط مرزی سطح کره این ضرایب را نیز می‌توان محاسبه کرد. روابط مشتق توابع بسل ریکارتی و هنکل ریکارتی به فرم زیرند:

$$\hat{j}_n(z) = z j_n(z) \quad , \quad \hat{j}'_n(z) = \frac{d}{dz} [z j_n(z)] \quad (27-3)$$

$$\hat{h}_n^{(2)}(z) = z h_n^2(z) \quad , \quad \hat{h}'_n(z) = \frac{d}{dz} [z h_n^2(z)] \quad (28-3)$$

$$j_n(z) h_n'^2(z) - j'_n(z) h_n^2(z) = -\frac{j}{z^2} \quad (29-3)$$

$\hat{b}'_n(z)$ مشتق توابع بسل ریکارتی هستند و به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$\hat{b}'_n(z) = \frac{d}{dz} (z b_n(z)) \quad (30-3)$$

$$a_{mn}^s = \frac{\frac{\mu_2}{\mu_1} \hat{J}'_n(\rho_1) J_n(\rho_2) - J_n(\rho_1) \hat{J}'_n(\rho_2)}{\hat{J}'_n(\rho_2) h_n^{(2)}(\rho_1) - \frac{\mu_1}{\mu_2} J_n(\rho_2) \hat{H}_n'^{(2)}(\rho_1)} A_i^4 \quad (31-3)$$

$$b_{mn}^s = \frac{\frac{\mu_1}{\mu_2} \left(\frac{k_2}{k_1} \right)^2 \hat{J}'_n(\rho_1) J_n(\rho_2) - J_n(\rho_1) \hat{J}'_n(\rho_2)}{\hat{J}'_n(\rho_2) h_n^{(2)}(\rho_1) - \frac{\mu_1}{\mu_2} \left(\frac{k_2}{k_1} \right)^2 J_n(\rho_2) \hat{H}_n'^{(2)}(\rho_1)} B_i^4 \quad (32-3)$$

$$a_{mn}^t = \frac{-\frac{j}{\rho_1}}{J_n(\rho_2) \hat{H}_n'^{(2)}(\rho_1) - \frac{\mu_1}{\mu_2} \hat{J}'_n(\rho_2) h_n^{(2)}(\rho_1)} A_i^4 \quad (34-3)$$

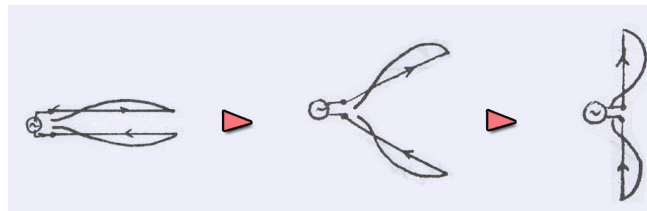
$$b'_{mn} = \frac{\frac{j}{\rho_1} B_i^4}{\frac{k_1}{k_2} \hat{J}'_n(\rho_2) h_n^{(2)}(\rho_1) - \frac{k_1}{k_2} \frac{\mu_1}{\mu_2} J_n(\rho_2) \hat{H}_n^{(2)}(\rho_1)} \quad (3-35)$$

۴-۱- مدل اندازه گیری

برای اندازه گیری پرتو و امپدانس آنتن در کنار کره دی الکتریک، سعی شده که مدل شبیه سر انسان در مجاورت آنتن موبایل باشد. به منظور حذف اثر کابلهای اتصالی به آنتن (از ژنراتور و یا آنتن گیرنده) از صفحه ای رسانا به عنوان صفحه زمین استفاده شده است، یعنی اندازه گیری برای یک آنتن مونوپل انجام گرفته که پرتو آن با آنتن دی پل فرقی نمی کند. اما برای مقایسه با امپدانس بدست آمده از شبیه سازی، این مقادیر را دو برابر می کنیم. یک نیم کره کائوچو به شعاع ۵ سانتیمتر را روی صفحه رسانا می چسبانیم و آن را پر از آب می کنیم. آنتن مورد استفاده از یک میله فلزی به قطر ۲ میلیمتر ساخته شده می توان فاصله آن را از کره تغییر داد. آزمایش در فرکانسهای ۲/۵ گیگاهرتز و ۵ گیگاهرتز انجام گرفته است.

۴-۲- مدل شبیه سازی شده

توزیع جریانی که در مدل شبیه سازی شده از یک آنتن دی پل نیم موج در نظر گرفته ایم توزیع سینوسی دارد. تعیین توزیع دقیق جریان، با حل معادلات ماکسول در شرایط حدی خاص هر آنتن امکان پذیر است و این کار برای آنتن دی پل استوانه ای به سادگی انجام نمی شود. یک راه ساده، آن است که فرض کنیم یک آنتن دی پل یک خط ارتباط اتصال باز است، که روی آن موج ساکن تشکیل شده است. در خطوط انتقال دیده ایم که شکل جریان چنین خطی بصورت $I = I_m \sin \beta(H - z)$ است. [۲] حال اگر این دو خط را مطابق شکل (۲-۵) از یکدیگر باز کنیم تا به صورت عمودی درآید و توزیع جریان را همچنان ثابت بگیریم، به آنتنی با توزیع جریان مورد نظر می رسیم.



شکل ۲- توزیع جریان آنتن دی پل [۲]

البته روشهای دقیق تر حل مسائل حدی نشان می دهد که برای آنتن های خیلی نازک این فرض دارای تقریب خوبی است. یک راه حل عمومی روش ممان است که خارج از حوصله این بحث است. این نوع آنتن ها را که انتهای باز دارند و به ناچار جریان در انتهای آنها صفر است، آنتن های موج ساکن (به خاطر توزیع جریان بدست آمده) می نامند.

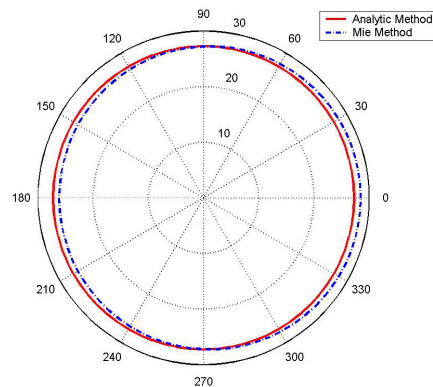
$$I(z) = I_m \sin k(H - z) \quad (4-1)$$

که رابطه فوق به ازای $H = \frac{\lambda}{4}, I_m = 1$ برابر $\cos kz$ می شود. این فرض، برای یک آنتن دی پل نیم موج فرض مناسبی است. همچنین در مدل شبیه سازی شده با افراز آنتن دی پل نیم موج به قطعات بسیار کوچک توانسته ایم از

روابط مربوط به یک آنتن هرتزین استفاده کنیم و سپس با جمع آثار آنها میدان کلی آنتن را در هر نقطه حساب نمائیم.

۳-۴- مقایسه پرتو حاصل از روش Mie (کروی) و حل دقیق تحلیلی^{۱۰} دکارتی

پرتوی میدان نزدیک آنتن دی پل با موج ساکن با روش تحلیلی (روابط (۲-۲) و (۳-۲)) با میدان شبیه‌سازی شده حاصل از روش Mie (روابط (۱۵-۳) تا (۱۸-۳)) مقایسه شده است.



شکل ۳- مقایسه پرتو روش Mie و روش تحلیلی

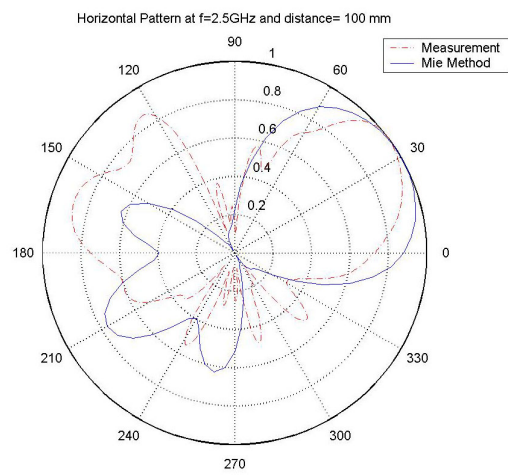
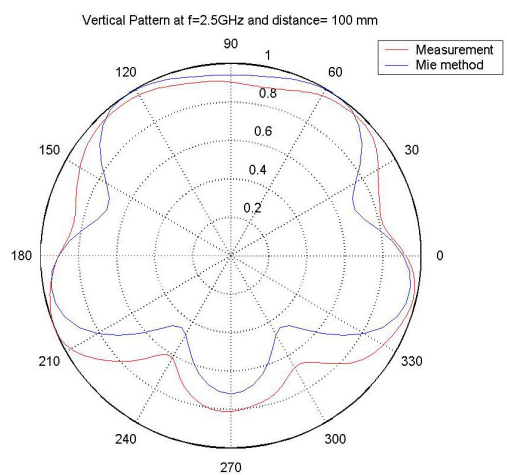
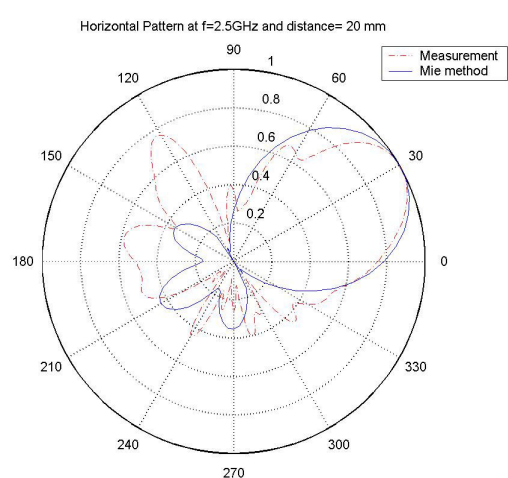
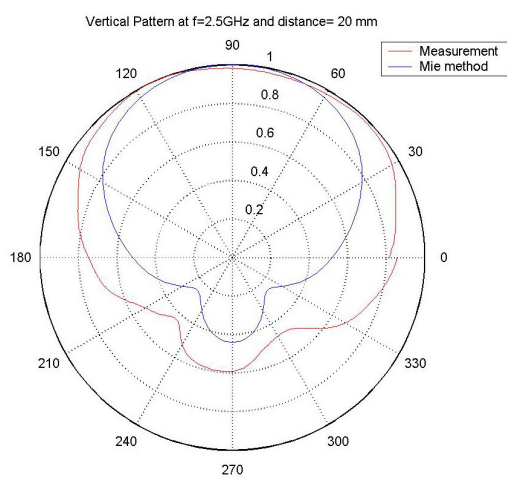
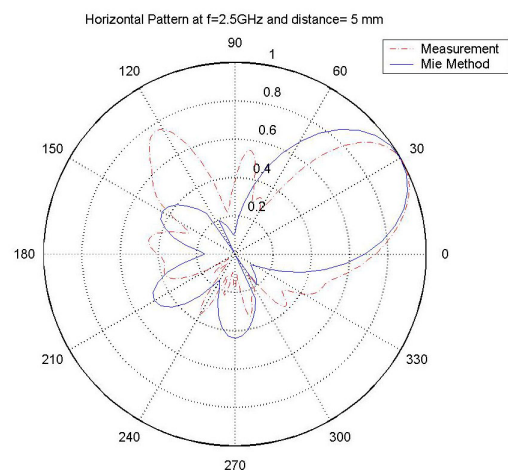
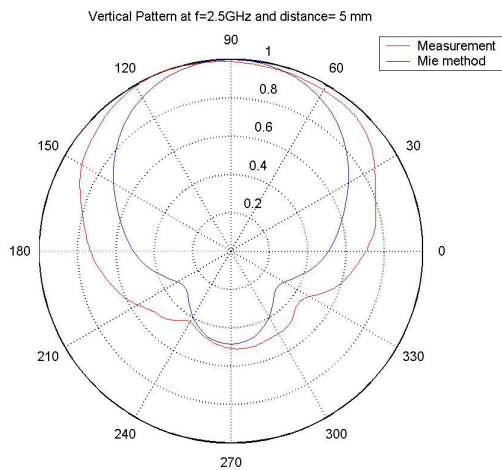
همانطور که از شکل (۳) مشخص است، میدان حاصل از دو روش تقریباً یکسان است.

۴-۴- مقایسه پرتو حاصل از اندازه‌گیری و شبیه‌سازی

با توجه به مشخصات مدل اندازه‌گیری، شبیه‌سازی با در نظر گرفتن یک کره دی‌الکتریک با شعاع ۵ سانتی متر انجام گرفته است. برای یافتن مشخصات آب (σ, ϵ_r) با دانش به اینکه ϵ_r آب مقطر برابر ۸۰ و ϵ_r آب دریا برابر ۷۲ است، با تغییر ϵ_r بین این دو مقدار و مقایسه با مقادیر اندازه‌گیری، نزدیکترین مقدار به پاسخ صحیح که $\epsilon_r = 75$ بوده، انتخاب شده است. برای یافتن σ از روش مشابه استفاده کرده (σ آب دریا ۴ است) و مقدار $\sigma = 3$ بدست می‌آید. این روش می‌تواند بعنوان روش تقریبی مناسب برای پیدا کردن مشخصات عناصر ناشناخته بکار رود.

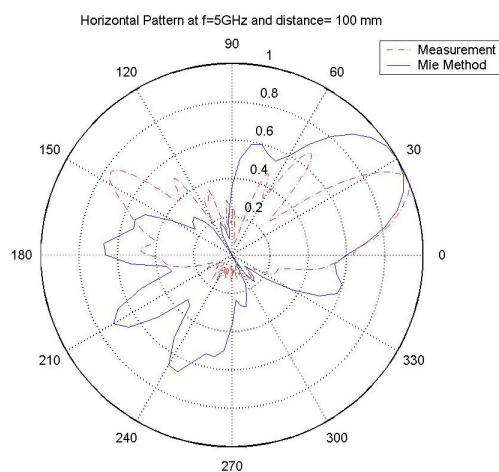
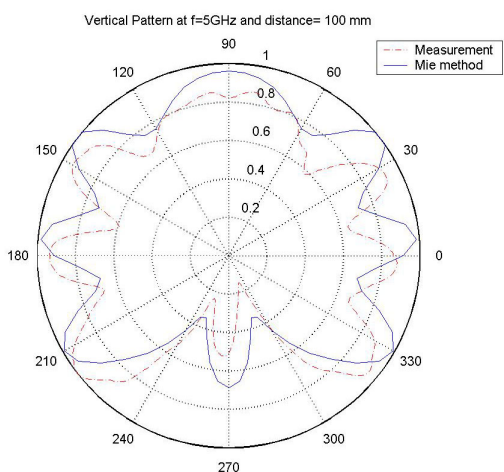
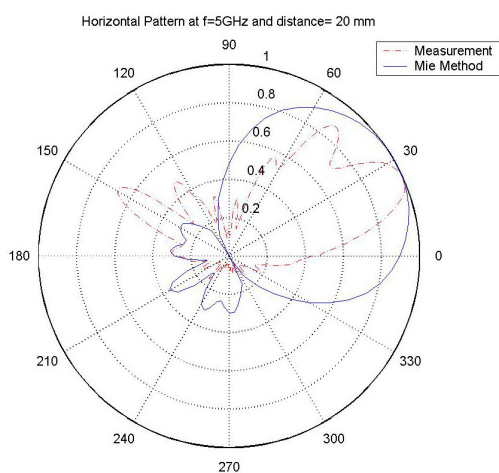
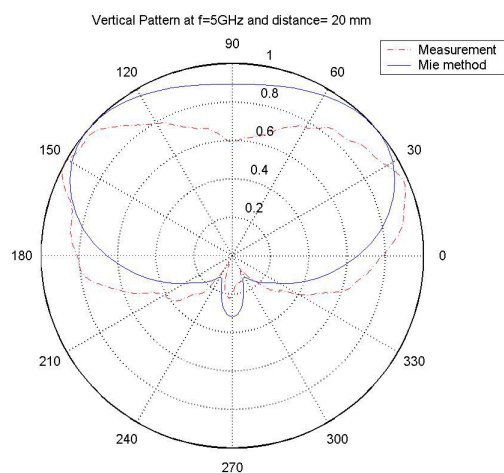
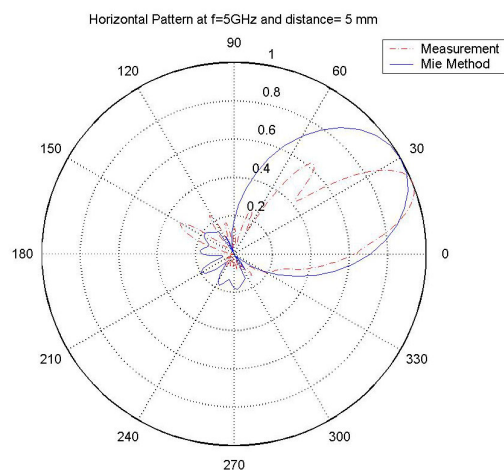
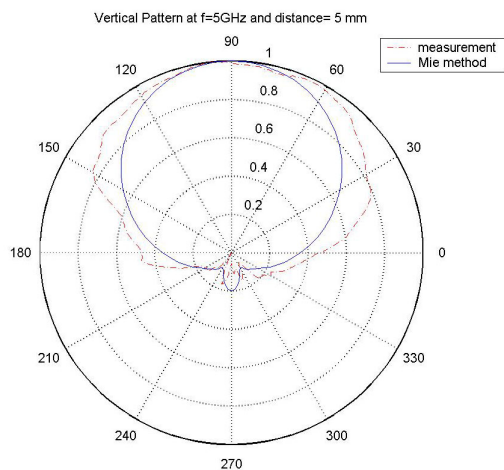
یک آنتن دی پل در جهت محور z ، نقطه تغذیه $x_0 = z_0 = 0$ و y_0 متغیر ($\varphi = \frac{\pi}{2}$) برای انجام آزمایش مورد استفاده قرار گرفته است. y_0 را به ترتیب 100mm , 20mm , 5mm در نظر می‌گیریم. جواب حاصل از آن برای هر y_0 به منظور مقایسه بهتر به همراه نتایج اندازه‌گیری در یک نمودار آمده است. این مقایسه‌ها در دو فرکانس $f = 2.5, 5\text{GHz}$ با پرتوهای نرمالیزه در شکل‌های (۴) تا (۷) نمایش داده شده‌اند.

¹⁰ Analytic



شکل ۵- مقایسه پرتو حاصل از شبیه سازی و اندازه گیری در $f = 2.5\text{GHz}$ در فواصل مختلف (در صفحه ϕ (H-Plane))

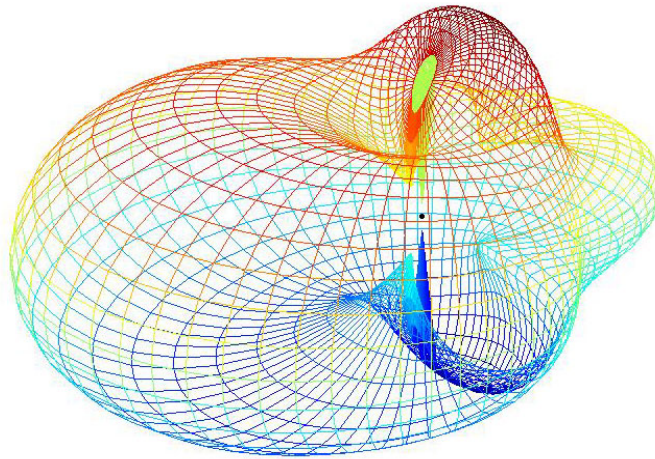
شکل ۴- مقایسه پرتو حاصل از شبیه سازی و اندازه گیری در $f = 2.5\text{GHz}$ در فواصل مختلف (در صفحه θ (E-Plane))



شکل ۷- مقایسه پرتو حاصل از شبیه سازی
و اندازه گیری در $f = 5\text{GHz}$ در فواصل مختلف
(در صفحه φ)

شکل ۶- مقایسه پرتو حاصل از شبیه سازی
و اندازه گیری در $f = 5\text{GHz}$ در فواصل مختلف
(در صفحه θ)

سر انسان را یک کره دی الکتریک در نظر می گیریم که آنتن در یک سانتی متری آن، در جهت محور z ها، نقطه تغذیه $x_0 = z_0 = 0$ و $y_0 = 1^{cm}$ قرار دارد. برای سر انسان $\sigma = 1.23, \epsilon_r = 55, a = 10^{cm}$ است. شکل میدان کلی را با کمک نرم افزار *MATLAB* رسم کرده ایم. این میدان را می توان میدان یک تلفن همراه هنگام مکالمه نزدیک سر در نظر گرفت. پرتو برای فرکانس $f = 1^{GHz}$ و در فاصله ۲ متر در شکل (۸) رسم شده است.



۴-۶- امیدانس آنتن مقابل سر انسان

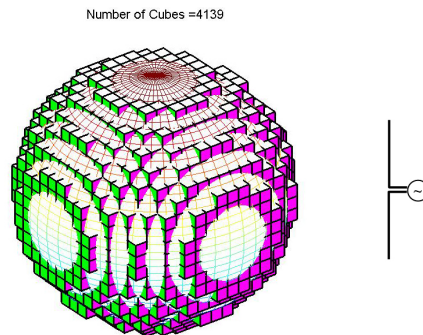
Figure 10 is a line graph titled "Impdance of human head near the Dipole Antenna". The x-axis is labeled "Length (cm)" and ranges from 0 to 40 with major ticks every 5 units. The y-axis is labeled "Impedance (Ohm)" and ranges from -10 to 90 with major ticks every 10 units. There are two data series: "Real" (represented by a solid blue line) and "Imaginary" (represented by a green line with '+' markers). The Real impedance starts at approximately 60 Ohm at 0 cm, dips to a minimum of about 40 Ohm at 1 cm, then rises to a peak of about 83 Ohm at 10 cm. It then decreases to about 68 Ohm at 18 cm, rises to about 76 Ohm at 26 cm, and ends at about 73 Ohm at 38 cm. The Imaginary impedance starts at approximately -10 Ohm at 0 cm, rises to 0 Ohm at 1 cm, reaches a peak of about 60 Ohm at 5 cm, dips to about 35 Ohm at 15 cm, rises to about 45 Ohm at 22 cm, dips to about 40 Ohm at 30 cm, and ends at about 43 Ohm at 38 cm.

Length (cm)	Real Impedance (Ohm)	Imaginary Impedance (Ohm)
0	60	-10
1	40	0
2	45	15
3	55	30
4	65	45
5	75	60
6	80	55
7	82	50
8	83	45
9	82	40
10	83	35
11	81	30
12	78	25
13	75	20
14	72	15
15	70	10
16	69	15
17	68	20
18	69	25
19	70	30
20	71	35
21	72	40
22	73	45
23	74	45
24	75	45
25	75	43
26	76	42
27	75	41
28	74	40
29	73	40
30	72	40
31	72	41
32	72	42
33	72	43
34	72	43
35	72	43
36	72	43
37	73	43
38	73	43

همانطور که می‌بینید اگر آنتن (گوشی تلفن همراه) در فاصله ۳۷ سانتی متری سر قرار گیرد تأثیر سر بر آنتن یا متقابلاً آنتن بر سر به کمترین مقدار خود می‌رسد.

۴-۸- محاسبه قدرت تلف شده حاصل از آنتن دی پل در سر انسان

برای محاسبه تلفات، سر انسان به صورت کره با مشخصات بخش (۴-۵) در نظر گرفته می شود. آنتن را در یک سانتی متری آن در جهت محور z ها قرار می دهیم. کره دی الکتریک را مطابق شکل (۱۰) به ۴۱۳۹ سلول مکعبی افراز می کنیم. چون مکعبها بسیار کوچکند می توان میدان را در داخل هر کدام تقریباً ثابت گرفت. با استفاده از رابطه $w = \frac{1}{2} \sigma E^2$ چگالی تلفات را در هر مکعب محاسبه و در حجم آن مکعب ضرب کرده و تلفات کل مکعبها را باهم جمع می کنیم.



شکل ۱۰- تصویری از افراز کره دی الکتریک به مکعبهای بسیار کوچک بانضمام کره و آنتن دی پل

قدرت تلف شده حاصل از آنتن در سر انسان برابر 28.97 وات محاسبه شده است و با توجه به اینکه قدرت تشعشی آنتن ۷۵ وات است قدرت تلف شده در سر انسان ۳۸/۶۳٪ است. (در فرکانس ۱ گیگاهرتز)

۴-۹- نتیجه گیری و پیشنهادات

- بیش از یک سوم از انرژی آنتن دی پل در سر انسان تلف می شود.
- تطابق نسبی نتایج شبیه سازی و اندازه گیریها حاکی از مناسب بودن روش *Mie* برای محک صحت روشهای عددی ممان، *FDTD* و ... است.
- با افزایش فاصله کره دی الکتریک از آنتن، اثر آن بر روی امپدانس آنتن ناچیز می شود.
- با استفاده از نتایج روش *Mie* و اندازه گیری پرتو موادی که مشخصات الکتریکی آنها در دسترس نیست، و مقایسه آنها با هم می توان به مشخصات الکتریکی تقریبی این مواد دست یافت.

مراجع

[1] M.S. Abrishamian, "Introduction to Computational Electromagnetic", K.N. Toosi University of Technology, 2002

[۲] م. ابوتراب، "آنتن ۱"، انتشارات دانشگاه خواجه نصیرالدین طوسی، بهمن ۱۳۸۰

[۳] م. کابلی، "محاسبه پرتو آنتن دی پل نیم موج در داخل و خارج کره دی الکتریک چند لایه به روش ممان و

Mie، دانشگاه خواجه نصیرالدین طوسی، شهریور ۱۳۸۰

[4] N.K. Kouveliotis, P.T.Trakadas and C.N. Capsalis, "Investigation Of A Dipole Antenna Performance And Sar Distribution Induced In A Human Head Model", Department of Electrical Engineering – Division of Information Transmission Systems and Material Technology.

[5] C.A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design", New York , 1982.

[۶] ف.خرامان، "محاسبه و اندازه گیری پرتو پرتو یک آنتن دی پل در مجاورت یک کره دی الکتریک" دانشگاه خواجه نصیرالدین طوسی، شهریور ۱۳۸۳