



تحلیل و استخراج روابط عرض پالس بهینه برای سیگنال تحریک حسگرهای رزوناتوری موج صوتی مورد استفاده در اینترنت اشیا

محمد خوش اخلاق^۱، ناصر معصومی^۲، محمود محمدطاهری^{۳*}

*نویسنده مسئول، دریافت: ۱۴۰۰/۰۹/۲۳، بازنگری: ۱۴۰۰/۱۲/۲۸، پذیرش: ۱۴۰۱/۰۱/۲۰

^۱دکتری برق، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشکدگان فنی، دانشگاه تهران، تهران، ایران
^۲استاد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشکدگان فنی، دانشگاه تهران، تهران، ایران
^۳دانشیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشکدگان فنی، دانشگاه تهران، تهران، ایران

چکیده

نقطه‌ی ارتباط اشیا در اینترنت اشیا با محیط بیرون مربوط به لایه‌ی ادراک این فناوری است. در لایه‌ی ادراک، حسگرها نقش مرکزی و اصلی را بر عهده دارند. در این بین، حسگرهای رزوناتوری موج صوتی سطحی (SAWR) یکی از مهمترین حسگرهای غیرفعال بیسیم هستند که جایگاه ویژه‌ای در بین انواع حسگرها دارند. اصل اساسی در اندازه‌گیری با استفاده از این حسگرها آشکارسازی فرکانس تشدید رزوناتور می‌باشد. از آنجائی که این حسگرها غیرفعال هستند باید آنها را با پالس‌های تحریک‌کننده تغذیه کرد. این در حالی است که توان سیگنال پاسخ حسگر و همچنین نسبت سیگنال به نویز آن به شدت وابسته به مقدار انرژی ذخیره شده در حسگر در حالت تحریک می‌باشد. در نتیجه، دانستن پروسه‌ی فرآیند ذخیره‌ی انرژی در خلال حالت تحریک این حسگرها کمک بزرگی به طراحان قسمت بازخوان این حسگرها می‌کند تا بهتر بتوانند پارامترهای مورد نیاز را طراحی کنند. در این مقاله، با استفاده از تحلیل جامع و با جزئیات کامل حوزه‌ی زمان، معادله‌ی پیچیده‌ای برای انرژی ذخیره شده در خلال حالت تحریک به دست می‌آید. اگر چه معادله بدست آمده دقیق است، اما به علت پیچیدگی و همچنین وابستگی ابهام‌آمیز آن به پارامترهای فیزیکی حسگر و مشخصات سیگنال بازخوان، لازم است این معادله ساده شود تا اشراف کاملی به فرآیند ذخیره‌ی انرژی داشته باشیم. با استفاده از تکنیک‌های ریاضی و تقریبات منطقی، یک رابطه‌ی اساسی و سراسر به نام «معادله‌ی بن‌سا» برای انرژی ذخیره شده و عرض پالس بهینه برای سیگنال تحریک در این مقاله به دست می‌آید. معادله‌ی بن‌سا به صورت آشکاری اثرات مهمترین پارامترهای تاثیرگذار روی انرژی ذخیره شده در خلال حالت تحریک را نشان می‌دهد. بر طبق این معادله، اثرات مشخصات سیگنال بازخوان شامل فرکانس حامل، عرض و دامنه‌ی پالس به طور صریح تعیین می‌شوند. همچنین اثرات پارامترهای فیزیکی حسگر روی انرژی ذخیره شده به طور واضح قابل شناسایی می‌شوند. نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری در این مقاله نشان‌دهنده درستی معادله‌ی بدست آمده است.

کلمات کلیدی: اینترنت اشیا، رزوناتور موج صوتی سطحی، حسگر، سیگنال بازخوان، انرژی ذخیره شده، فرکانس رزونانس

۱. مقدمه

می‌باشد که شامل چندین تکنولوژی می‌شود. نمایش‌های مختلفی از پشته‌ی فناوری اینترنت اشیا وجود دارد، مانند مدل مرجع اینترنت اشیا که توسط سیسکو^۲ ارائه شده است [۲]. به طور کلی، این مدل از چندین لایه تشکیل شده است که اغلب توسط یک مدل چهار لایه مانند آنچه در شکل ۱ نشان داده شده، ارائه می‌شود. لایه‌ی ادراک، لایه‌ی مربوط به اشیا، سیاست، دستگاه‌هایی که مجهز به حسگرها و/یا محرک‌ها، پردازنده‌ها و ماژول‌های ارتباطی است.

لایه‌ی شبکه یا اتصال، مجموعه‌ای از استانداردهای ارتباطی و فناوری‌های موجود برای اتصال دستگاه‌های اینترنت اشیا به فضای ابری را نشان می‌دهد که توانمندی انتقال داده‌های تولید شده توسط حسگرها به سیستم‌های خاص پردازش اطلاعات،

در سالیان اخیر، اینترنت اشیا جذابیت‌های زیادی یافته است. عوامل مختلفی مشوق استفاده از اینترنت اشیا توسط افراد بوده‌اند که بخشی از این عوامل به دلیل قابلیت صرفه‌جویی در هزینه‌ها و بخشی دیگر نیز به دلیل آرامشی است که به علت نظارت از راه دور بر اشیا و کنترل و استفاده‌ی از آنها بدون نیاز به قرار داشتن در محل اشیا ایجاد می‌شود. ایده‌ی اینترنت اشیا به طور گسترده به کوبین اشتون^۱ در اواخر دهه‌ی ۱۹۹۰ نسبت داده می‌شود [۱]. بر همین اساس می‌توان اینترنت اشیا را به فناوری تعبیه شده در یک دستگاه که به یک شبکه متصل می‌شود و از طریق آن اطلاعات را ارسال می‌کند تعریف کرد. این اتصال عموماً به صورت بی‌سیم

یکی از پارامترهای مهم در حسگرهای SAWR تفکیک پذیری است که عمدتاً ارتباط زیادی به نسبت سیگنال به نویز سیگنال پاسخ دارد [۱۳]. این در حالی است که توان سیگنال پاسخ حسگر تابع مستقیم انرژی ذخیره شده در نقطه‌ای است که سیگنال تحریک خاموش می‌شود. بنابراین این مهم است که در زمان تحریک حسگر، بیشترین انرژی در حسگر ذخیره شود.

دو روش اصلی در فرآیند انرژی‌دهی حسگر SAWR وجود دارد. در روش حوزه‌ی فرکانس، سعی می‌شود که همپوشانی بین پالس تحریک‌کننده و پهنای باند حسگر حداکثر شود. برای مثال در [۱۴]، برای پوشش‌دهی پهنای باند حسگر، عرض پالس با رابطه‌ی زیر بیان شده است.

$$T_{on} \leq \frac{1}{2B_{sen}} \quad (1)$$

که T_{on} عرض پالس تحریک‌کننده و B_{sen} پهنای باند حسگر است. در مقابل این روش، در روش حوزه‌ی زمان، با در نظر گرفتن رفتار نمایی ذخیره شدن انرژی در حسگر [۱۵]، طول پالس تحریک را بر اساس زمان لازم برای ذخیره‌سازی انرژی در حسگر، در نظر می‌گیرند. به عنوان مثال در [۱۶]، نشان داده شده که برای هرچه بیشتر ذخیره شدن انرژی در نزدیکی فرکانس تشدید، مدت تحریک باید به اندازه‌ی ثابت زمانی رزوناتور (τ) طول بکشد. در [۱۷]، عرض پالس به اندازه‌ی $\tau/5$ انتخاب شده تا حسگر به اندازه‌ی ۹۰٪ حالت پایدارش شارژ شود در حالی که در [۱۸] عرض پالس به اندازه‌ی τ انتخاب شده تا اجازه دهد که رزوناتور به اندازه‌ی ۶۳٪ حالت پایدارش شارژ شود. این در حالی است که در [۱۹]، عرض پالس به اندازه‌ی 5τ انتخاب شده است.

از آنچه در بالا ارائه شد می‌توان نتیجه گرفت که رفتار روشی در مکانیزم انرژی ذخیره شده در حسگر SAWR وجود ندارد و حتی در برخی موارد برداشت‌های متناقض در این ارتباط بوجود می‌آید. بر اساس این ابهام در رفتار ذخیره شدن انرژی در رزوناتور، در این مقاله، ابتدا سعی شده یک دید شفافی در فرآیند ذخیره‌ی انرژی در حالت تحریک ارائه شود که بخشی از این فرآیند در [۲۰] توضیح داده شده است. در قدم دوم، به یک معادله‌ی ساده شده و کاربردی برای نشان دادن رابطه‌ی بین پالس تحریک‌کننده و مشخصات حسگر SAWR در حالت ذخیره‌ی انرژی خواهیم رسید. برای رسیدن به این هدف، یک مدار معادل کلی از حسگر، آنتن آن و شبکه‌ی تطبیق انتخاب شده است که با همه‌ی حسگرهای SAWR به صورت کلی سازگار می‌باشد. با استفاده از این مدار معادل، در بخش ۲ یک آنالیز کامل حوزه‌ی زمان از رفتار ذخیره‌ی انرژی در حالت تحریک انجام می‌شود. از آنجائی که چندین پارامتر در این آنالیز مورد استفاده قرار می‌گیرند، یک معادله‌ی پیچیده برای انرژی ذخیره شده بدست می‌آید. اگرچه معادله‌ی بدست آمده دقیق است، ولی اثر هر پارامتر روی انرژی ذخیره شده به طور کامل روشن نیست.

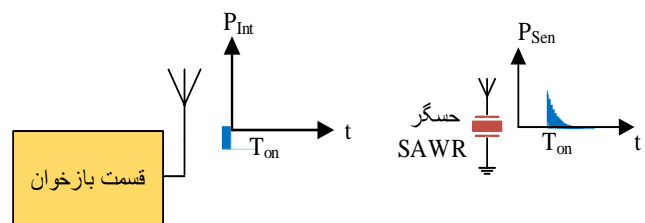
از طرف دیگر، علاوه بر پارامترهای سیگنال بازخوان، معادله‌ی بدست آمده به پارامترهای مدل‌های معادل مداری حسگر بستگی دارد. به علت اینکه مقادیر مدارهای معادل از یک حسگر به حسگر دیگر متفاوت است، این معادله به صورت جامع و کاربردی قابل استفاده نیست. با استفاده از تدریج‌های ریاضی و تقریب‌های قابل قبول، یک معادله‌ی پایه‌ای و سراسر است که آن را «معادله‌ی بن‌سار» می‌نامیم جهت تحلیل و استخراج رابطه‌ی مورد نظر برای محاسبه عرض پالس بهینه سیگنال بازخوان و پارامترهای حسگر SAWR در بخش ۳ بدست می‌آید. در بخش ۴، تعدادی شبیه‌سازی برای نشان دادن صحت معادله بدست آمده، ارائه می‌شود. در بخش ۵، روابط ریاضی و نتایج شبیه‌سازی با استفاده از اندازه‌گیری‌های آزمایشگاهی، راستی‌آزمایی شده است. سرانجام نتیجه‌گیری در بخش ۶ این مقاله ارائه می‌شود.



شکل ۱- معماری عمومی اینترنت اشیا

یا برعکس، انتقال دستورات، به روزرسانی‌ها یا اطلاعات درخواست شده به دستگاه را ایجاد می‌کند. لایه‌ی میان‌افزار شامل نرم‌افزاری است که در بسترداخلی و اختصاصی یا روی سرورهای ثالث اجرا می‌شود که داده‌های دستگاه را پردازش، ذخیره و مدیریت می‌کند و ممکن است اقدامات خودکار را بر اساس نتایج داده‌های پردازش شده انجام دهد. ارائه‌ی خدمات توسط کاربردهای اینترنت اشیا، لایه‌ی چهارم را تشکیل می‌دهد. در نهایت، در میان تمام لایه‌ها، امنیت باید به صورت عمودی یکپارچه شود [۳].

در این بین، وجود حسگرها در لایه‌ی ادراک به مثابه حواس اشیا می‌باشد که در صورت عدم طراحی درست، عملاً نمی‌توان از قابلیت‌های اینترنت اشیا استفاده نمود. حسگرهای مورد استفاده در لایه‌ی ادراک دارای انواع گوناگون می‌باشند که شامل حسگرهای فعال و غیرفعال، حسگرهای بی‌سیم یا باسیم، و حسگرهای کمیت‌های فیزیکی و یا شیمیایی می‌باشد. بر این اساس، وجود حسگرهایی که بتوانند از خود انواعی از قابلیت‌ها را نشان دهند، از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. حسگرهای رزونانسی موج صوتی سطحی (SAWR) برای اندازه‌گیری تعداد متنوعی از کمیت‌های فیزیکی و شیمیایی مثل رطوبت [۴]، درجه‌ی حرارت [۵]، تنش [۶]، گاز شیمیایی [۷] و کشش [۸] مورد استفاده قرار می‌گیرند. مزیت‌های کلی این حسگرها آنها را برای سیستم‌های اندازه‌گیری در محیط‌های ناهنجار در حوزه‌ی صنعت، پزشکی، و کیهانی در دهه‌ی اخیر [۹] مورد توجه قرار داده است. در یک حسگر رزونانسی موج صوتی سطحی، اندازه‌گیری کمیت مورد اندازه‌گیری ارتباط مستقیم با فرکانس تشدید رزوناتور حسگر دارد [۱۰]. بنابراین تعیین فرکانس تشدید حسگر، هدف قسمت بازخوانی حسگر می‌باشد. حسگر موج صوتی سطحی از خودش منبع انرژی ندارد، و به همین دلیل واحد بازخوان، یک سیگنال تحریک به حسگر می‌فرستد. در پاسخ، حسگر یک موج کوتاه میرای سینوسی به واحد بازخوان باز ارسال می‌کند [۱۱]. این فرآیند در شکل ۲ نشان داده شده است.



شکل ۲- نمای گرافیکی یک سیستم بازخوان حسگر

با انجام پردازش‌هایی روی سیگنال پاسخ حسگر، مانند تبدیل فوریه که الگوریتمی است که بیشتر اوقات برای تعیین فرکانس تشدید به کار می‌رود [۱۲]، فرکانس رزونانس به دست می‌آید.

در شکل ۵، سیگنال $v_{oc}(t)$ را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$v_{oc}(t) = A_0 \cos \omega_s t \times (u(t) - u(t - T_{on})) \quad (3)$$

که A_0 دامنه‌ی سیگنال ولتاژ است که تابع توان سیگنال بازخوان، تلف مسیر و بهره‌های آنتن حسگر و واحد بازخوان می‌باشد. بر این اساس، انرژی ذخیره شده در شکل ۵ را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$E_{stored}(t) = \frac{1}{2} C_{eq} V_{ceq}^2 + \frac{1}{2} L_{eq} i_{ch}^2 \quad (4)$$

همچنین برای $0 \leq t \leq T_{on}$ ، در مدار شکل ۵، بر اساس KVL می‌توان معادله‌ی زیر را نوشت:

$$L_{eq} \frac{di_{ch}}{dt} + R_{eq} i_{ch} + \frac{1}{C_{eq}} \int i_{ch} dt = v_{oc}(t) \quad (5)$$

بنابراین i_{ch} برای $0 \leq t \leq T_{on}$ به صورت زیر به دست می‌آید:

$$i_{ch}(t) = e^{-\alpha t} (A \sin \omega_R t + B \cos \omega_R t) + (C \sin \omega_s t + D \cos \omega_s t) \quad (6)$$

که ω_R و α به صورت زیر می‌باشند:

$$\omega_R = \sqrt{\frac{1}{L_{eq} C_{eq}} - \frac{R_{eq}^2}{4L_{eq}^2}} \approx \sqrt{\frac{1}{L_{eq} C_{eq}}}, \alpha = \frac{R_{eq}}{2L_{eq}} \quad (7)$$

همانطور که در [۲۰]، بیان کرده‌ایم، رابطه‌ی (۴) به صورت رابطه‌ی (۸) بدست می‌آید:

$$E_{stored}(t) = \frac{1}{2} C_{eq} (e^{-\alpha t} (A_v \sin \omega_R t + B_v \cos \omega_R t) + (C_v \sin \omega_s t + D_v \cos \omega_s t))^2 + \frac{1}{2} L_{eq} (e^{-\alpha t} (A \sin \omega_R t + B \cos \omega_R t) + (C \sin \omega_s t + D \cos \omega_s t))^2 \quad (8)$$

در رابطه‌ی (۸)، ضرایب معادله به صورت زیر حساب می‌شوند [۲۰]:

$$A = \frac{A_0}{2\omega_R L_{eq}} \times \frac{2\omega_R^2(\omega_R^2 - \omega_s^2) + (2\alpha\omega_s)^2}{(\omega_R^2 - \omega_s^2) + (2\alpha\omega_s)^2} \quad (9)$$

$$B = \frac{-A_0\omega_s}{L_{eq}} \times \frac{2\alpha\omega_s}{(\omega_R^2 - \omega_s^2) + (2\alpha\omega_s)^2} \quad (10)$$

$$C = \frac{-A_0\omega_s}{L_{eq}} \times \frac{(\omega_R^2 - \omega_s^2)^2}{(\omega_R^2 - \omega_s^2) + (2\alpha\omega_s)^2} \quad (11)$$

$$D = \frac{A_0\omega_s}{L_{eq}} \times \frac{2\alpha\omega_s}{(\omega_R^2 - \omega_s^2) + (2\alpha\omega_s)^2} \quad (12)$$

$$A_v = \frac{1}{C_{eq}} \left(B - \frac{A\alpha}{\omega_R} \right) \left(\frac{\omega_R}{\omega_R^2 + \alpha^2} \right) \quad (13)$$

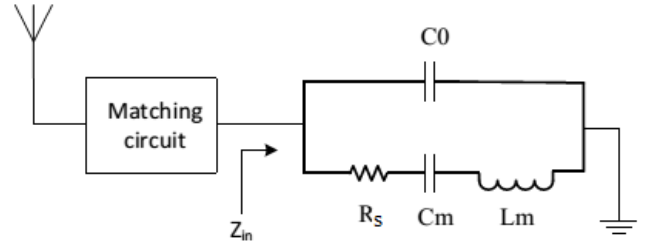
$$B_v = \frac{-1}{C_{eq}} \left(A + \frac{B\alpha}{\omega_R} \right) \left(\frac{\omega_R}{\omega_R^2 + \alpha^2} \right) \quad (14)$$

$$C_v = \frac{D}{\omega_s C_{eq}} \quad (15)$$

$$D_v = \frac{-C}{\omega_s C_{eq}} \quad (16)$$

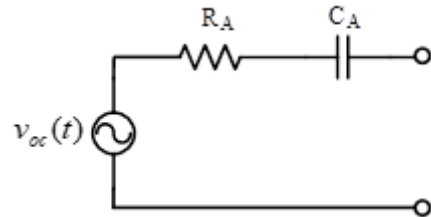
۲. استخراج معادله انرژی ذخیره شده

همانطور که در [۲۰] بیان کردیم، استخراج رابطه‌ی انرژی ذخیره شده در حسگر SAW، با استفاده از مدار نشان داده شده در شکل ۳، که مربوط به مدل BVD رزوناتور SAW همراه با آنتن و شبکه تطبیق آن است [۲۱] صورت می‌گیرد. در این شکل C_0 ، L_m و R_s عناصر مربوط به تغییرات حرکتی حسگر و C_0 خازن موازی استاتیکی مدل است.



شکل ۳- مدل BVD رزوناتور SAW [۲۱] همراه با آنتن و شبکه‌ی تطبیق

سیگنال بازخوان یک سیگنال سینوسی پالسی است که فرکانس حامل آن در پهنای باند حسگر می‌باشد [۲۲]. از طرف دیگر، در نزدیک فرکانس رزونانس، عناصر R_s و L_m ، C_m غالب هستند. بنابراین در ادامه‌ی بحث، اثر خازن استاتیکی در نظر گرفته نمی‌شود [۲۱]. حسگرهای غیرفعال معمولاً از آنتن کوچک استفاده می‌کنند [۱۴]. همچنین آنتن‌های دوقطبی نیز به طور گسترده‌ای در حسگرهای SAWR مورد استفاده قرار می‌گیرند [۲۳]. بنابراین آنتن حسگر را می‌توان به صورت شکل ۴ با مدار معادل تونن مدل کرد [۲۴].

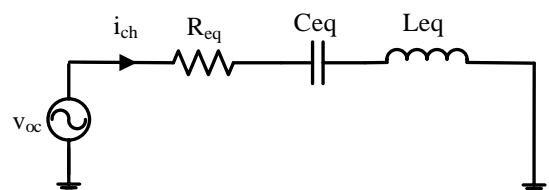


شکل ۴- مدار معادل تونن یک آنتن دو قطبی کوچک [۲۴].

برای شکل ۴، می‌توان نوشت:

$$v_{oc}(t) = h_{ef} E_0(t) \quad (2)$$

که h_{ef} طول موثر آنتن است که تقریباً در پهنای باند باریک سیگنال بازخوان ثابت است. همچنین $E_0(t)$ میدان الکتریکی تابشی سیگنال بازخوان می‌باشد. بر مبنای ساختار معادل آنتن حسگر، یک شبکه‌ی تطبیق باید به کار گرفته شود تا حسگر را به آنتن تطبیق امپدانس دهد. در ساده‌ترین شکل، شبکه‌ی تطبیق می‌تواند یک سلف باشد [۲۵] تا اثر خازنی آنتن را در فرکانس رزونانس حذف کند. بر اساس ساده‌سازی توضیح داده شده در [۲۰]، می‌توان از مدار معادل شکل ۵ به عنوان حسگر همراه با آنتن و مدار تطبیق استفاده کرد.



شکل ۵- مدار معادل کامل حسگر همراه با آنتن و مدار تطبیقش [۲۰]

۳. به دست آوردن یک رابطه پایه برای T_{on_max}

با بازنویسی $f(t,r)$ ، می‌توان نوشت:

$$f(t,r) = e^{-at}(e^{-at} - 2e^{-at}\cos rat) + 1 \quad (25)$$

با توجه به (۲۵) می‌توان نوشت:

$$f(t,r) < 1 \quad rat \leq \frac{\pi}{2} - \varphi_1 \quad (26)$$

$$f(t,r) > 1 \quad \frac{\pi}{2} - \varphi_1 < rat \leq \frac{3\pi}{2} + \varphi_2 \quad (27)$$

$$f(t,r) < 1 \quad \frac{3\pi}{2} + \varphi_2 < rat \leq 2\pi \quad (28)$$

که φ_1 و φ_2 دو زاویه نامعلوم هستند که دارای شرایط زیر می‌باشند:

$$0 < \varphi_2 < \varphi_1 \leq \frac{\pi}{6} \quad (29)$$

به شرط اینکه:

$$e^{-at} > 2\cos rat \quad (30)$$

حال می‌توان نوشت:

$$f(r,t) > f\left(r, t + \frac{2\pi}{ra}\right) \quad (31)$$

از طرفی داریم:

$$f\left(r, \frac{\pi - \varphi_1}{ra} < t < \frac{\pi}{ra}\right) > f\left(r, \frac{3\pi}{2} + \varphi_2 > t > \frac{\pi}{ra}\right) \quad (32)$$

بنابراین با توجه به روابط (۲۵) تا (۳۲)، حداکثر مقدار $f(t,r)$ در فاصله‌ی

$$\frac{\pi}{2} - \varphi_1 < rat < \pi \quad (33)$$

زیر به دست می‌آید:

با فرض یک ساختار متقارن نزدیک نقطه‌ی ماکزیمم و نادیده گرفتن φ_1 ، می‌توان مقدار T_{on_max} را در وسط بازه‌ی تعریف شده در (۳۲) تقریب زد. بنابراین می‌توان نوشت:

$$T_{on_max} \approx \frac{3\pi}{4ra} \quad (34)$$

بنابراین، با استفاده از رابطه (۱۹)، T_{on_max} به صورت زیر تقریب زده خواهد شد:

$$T_{on_max} \approx \frac{3\pi}{4ra} = \frac{3}{8\Delta f} = \frac{3}{8CFD} \quad (35)$$

در رابطه‌ی (۳۵)، CFD بیانگر اختلاف فرکانس رزونانس حسگر از فرکانس سیگنال بازخوان است. رابطه‌ی به دست آمده در (۳۵) را خیلی راحت می‌توان به-کار برد. همان‌طور که دیده می‌شود، در این رابطه، T_{on_max} تنها تابع CFD است و برای محاسبه‌ی آن نیازی به دانستن هیچ‌کدام از پارامترهای فیزیکی حسگر و شبکه‌ی تطبیق نیست. لازم به ذکر است که رابطه‌ی اصلی انرژی ذخیره شده که در (۸) داده شده، وابسته به پارامترهای زیادی است و بر طبق آن رابطه، مقدار دقیق T_{on_max} تابع خیلی از پارامترهای فیزیکی حسگر می‌باشد. این در حالی است که بر اساس رابطه‌ی که در (۳۵) به درستی برای T_{on_max} تقریب زده شده، مهمترین پارامتر برای تعیین T_{on_max} ، فاصله‌ی فرکانس رزونانس حسگر از فرکانس سیگنال بازخوانی است که پارامتر غالب نسبت به سایر پارامترها می‌باشد. در بخش ۵، دقت رابطه‌ی به دست آمده برای انرژی ذخیره شده و عرض پالس بهینه به وسیله شبیه‌سازی کامپیوتری بررسی می‌شود.

همان‌طور که از معادله‌ی (۸) دیده می‌شود معادله‌ی انرژی ذخیره شده بسیار پیچیده و تابع پارامترهای زیادی می‌باشد. اگر چه این معادله یک معادله‌ی جامع برای انرژی ذخیره شده می‌باشد ولی به شکل فعلی قابل استفاده نیست. همان‌طور که در [۲۰] بیان شده، ω_S و ω_R با هم برابر نیستند ولی خیلی به هم نزدیک هستند. در نتیجه ω_S را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\omega_S = \omega_S \pm \Delta\omega \quad (17)$$

اگر کل تغییرات ممکن برای ω_R برابر $\pm\omega_0$ باشد، حداکثر مقدار $\Delta\omega$ برابر است با:

$$\Delta\omega_{max} = \omega_0 \quad (18)$$

واحد $\Delta\omega$ و α رادیان بر ثانیه می‌باشد. برای ساده‌سازی مفید است که $\Delta\omega$ به صورت تابع اسکالر α نوشته شود. بنابراین $\Delta\omega$ به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\Delta\omega = r\alpha \quad (19)$$

به طوری که:

$$\frac{\alpha}{\omega_R} \leq r \leq \frac{\omega_0}{\alpha} \quad (20)$$

بر طبق معادلات (۱۹) و (۲۰) پارامتر r این اجازه را می‌دهد تا $\Delta\omega$ کل پهنای باند از صفر تا ω_0 را پوشش دهد. با استفاده از روابط گسترده‌ی ریاضی که در [۲۰] به طور مبسوط بیان شده است، رابطه‌ی (۸) را می‌توان با تقریب خوبی، مطابق با روابط (۲۱) تا (۲۳) نوشت:

$$E_{stored} = A(r)f(t,r) \quad (21)$$

که $A(r)$ و $f(t,r)$ برابرند با:

$$A(r) = \frac{L_{eq}A_0^2}{2R_{eq}^2(1+r^2)} \quad (22)$$

و

$$f(t,r) = e^{-2at} - 2e^{-2at}\cos rat + 1 \quad (23)$$

همان‌طور که دیده می‌شود معادله‌ی (۲۱) به مراتب از معادله‌ی (۸) ساده‌تر است. بر طبق معادله‌ی (۲۱)، $f(t,r)$ تنها قسمت متغیر با زمان معادله‌ی ساده‌ی شده انرژی ذخیره شده می‌باشد و کاملاً مستقل از C_{eq} و L_{eq} است. بنابراین رابطه‌ی کلی انرژی ذخیره شده مستقل از C_{eq} و L_{eq} می‌باشد. اگر معادلات (۲۱) تا (۲۳) را در نظر بگیریم چند نتیجه‌ی مفید می‌توانیم بدست آوریم. بر اساس معادله‌ی (۲۲)، اولاً مشاهده می‌شود که مقدار انرژی ذخیره شده نسبت عکس با مربع اختلاف فرکانس رزونانس حسگر با فرکانس سیگنال بازخوان یا حامل دارد. بنابراین اگر چه فرکانس رزونانس حسگر ناشناخته است اما فرکانس حامل باید حتی الامکان نزدیک فرکانس رزونانس حسگر انتخاب شود. ثانیاً، مشاهده می‌شود که مقدار انرژی ذخیره شده رابطه‌ی مستقیم با L_{eq} و نسبت عکس با مربع R_{eq} دارد.

بنابراین با توجه به این موضوع در ساخت حسگر می‌توان قابلیت ذخیره کردن انرژی در حسگر را بهبود بخشید. سومین نکته‌ای که می‌شود از معادلات (۲۱) تا (۲۳) نتیجه گرفت اثر عرض پالس در انرژی ذخیره شده است. همان‌طور که از معادله‌ی (۲۳) مشاهده می‌شود، $f(t,r)$ تابعی از α و t می‌باشد. بنابراین برای حداکثر کردن $f(t,r)$ باید داشته باشیم:

$$\frac{df(t,r)}{dt} = 0 \rightarrow t = T_{on_max} \quad (24)$$

که T_{on_max} عرض پالسی است که انرژی ذخیره شده را حداکثر می‌کند. بر طبق روابط (۲۳) و (۲۴)، T_{on_max} تابع r و α می‌باشد. اگر چه T_{on_max} را می‌توان از معادله‌ی (۲۴) به دست آورد ولی با توجه به معادله‌ی (۲۳)، هیچ فرم بسته‌ای برای عرض پالس T_{on_max} وجود ندارد. در بخش ۴، با استفاده از چند فوت و فن ریاضی و تقریب‌های منطقی، یک معادله‌ی پایه و سراسر است برای T_{on_max} به دست می‌آید.

۴. نتایج شبیه‌سازی

برای تحقیق در دقت معادله‌ی به‌دست آمده برای انرژی ذخیره شده در بخش قبل، پارامترهای یک حسگر SAWR برای شبیه‌سازی مورد استفاده قرار گرفته است. مطابق با [۲۶]، مقادیر عناصر مدار جهت شبیه‌سازی با MATLAB، در باند ISM 433MHz در جدول ۱ نشان داده شده است.

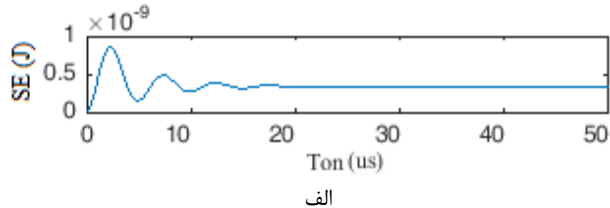
جدول ۱- مقادیر عناصر مدار معادل حسگر برای شبیه‌سازی MATLAB

Circuit element	Value
Ceq	0.59 fF
Leq	228 uH
Req	100 Ω

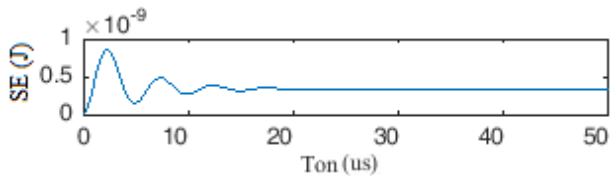
لازم به ذکر است که در این شبیه‌سازی، حداکثر مقدار CFD برابر با ۲۰۰ کیلوهرتز فرض شده است. این مقدار برای سادگی در نظر گرفته شده، اگر چه این فرض اثری روی اعتبار این بررسی ندارد. با استفاده از مقادیر نشان داده شده در جدول ۱، انرژی ذخیره شده شبیه‌سازی شده با استفاده از رابطه‌ی اصلی (رابطه‌ی ۸) و رابطه‌ی ساده شده (رابطه‌ی ۲۱) برای CFD برابر با ۲۰۰ کیلوهرتز در شکل ۶ رسم شده است.

همان‌طور که دیده می‌شود اختلاف بین انرژی ذخیره شده با استفاده از رابطه‌ی پیچیده‌ی اصلی و رابطه‌ی ساده شده بسیار ناچیز است. شکل ۷ نیز انرژی ذخیره شده با استفاده از رابطه‌ی اصلی برای دو مقدار $CFD=+200kHz$ و $CFD=-200kHz$ را نشان می‌دهد. همان‌طور که ملاحظه می‌شود انرژی ذخیره شده تقریباً مستقل از علامت CFD می‌باشد که کاملاً با معادله‌ی ساده شده‌ی (۲۱) سازگار است.

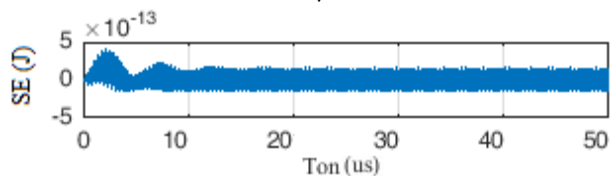
همان‌طور که دیده می‌شود معادله‌ی ساده شده‌ی بدست آمده برای انرژی ذخیره شده در حسگر SAWR در رابطه (۲۱)، دارای دقت بالایی هست و بنابراین می‌توان از این رابطه برای محاسبه T_{on_max} استفاده کرد. برای بررسی بیشتر صحت رابطه‌ی ساده شده، در شبیه‌سازی دیگری با نرم‌افزار ADS، توان سیگنال پاسخ حسگر در سر آنتن برای $CFD = 200kHz$ درست در لحظه‌ی بعد از خاموش کردن سیگنال بازخوان، محاسبه و در شکل ۸ نشان داده شده است.



الف

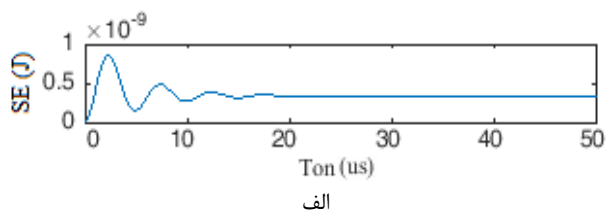


ب

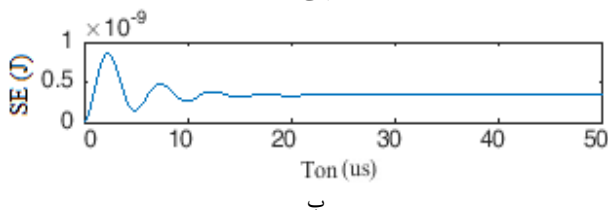


ج

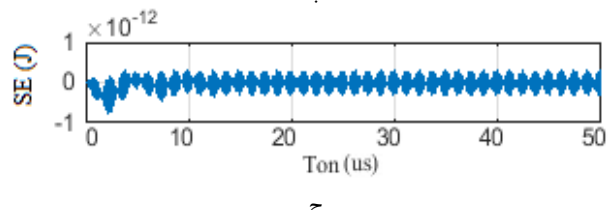
شکل ۶- انرژی ذخیره شده‌ی شبیه‌سازی شده با استفاده از الف- رابطه‌ی اصلی (۸)، ب- رابطه ساده شده (۲۱)، ج- اختلاف انرژی ذخیره شده با استفاده از دو رابطه‌ی اصلی و ساده شده



الف

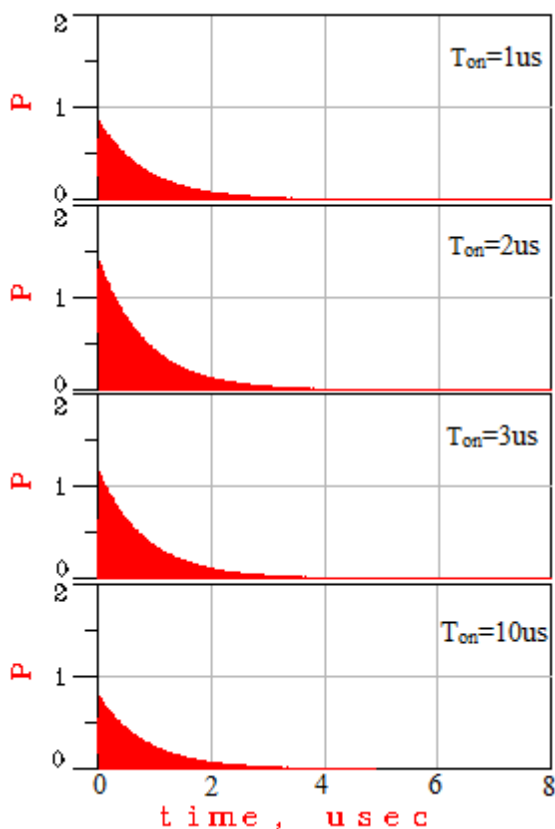


ب



ج

شکل ۷- انرژی ذخیره شده‌ی شبیه‌سازی شده با استفاده از رابطه‌ی (۸) برای الف- $CFD = 200kHz$ ، ب- $CFD = -200kHz$ ، ج- اختلاف دو حالت الف و ب.



شکل ۸ توان در دسترس سیگنال پاسخ حسگر در سر آنتن در لحظه‌ی بعد از خاموش کردن پالس بازخوان برای $CFD=200kHz$ برای عرض‌های مختلف پالس بازخوان

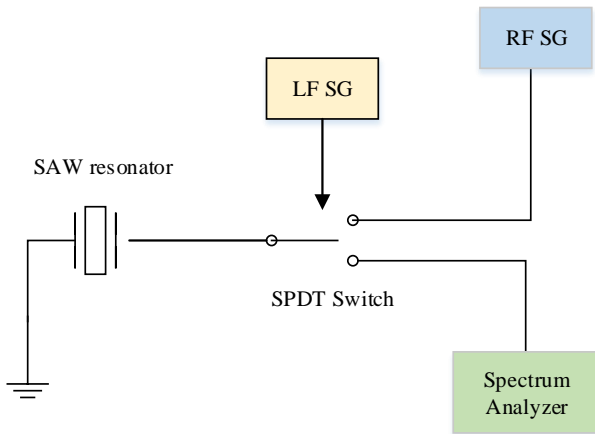
در این شبیه‌سازی، مدار معادل شکل ۳ با $C_m=134.59fF$ ، $L_m=84.12uH$ و $C_0=5pF$ مورد استفاده قرار گرفته است. همچنین در این شبیه‌سازی، به علت خازن نسبتاً بزرگ آنتن، مقادیر C_{eq} و L_{eq} به ترتیب برابر با C_m و L_m می‌باشند. همان‌طور که دیده می‌شود اگر T_{on} حدود ۲ میکروثانیه باشد، توان سیگنال پاسخ حسگر حداکثر است و این نتیجه‌ی شبیه‌سازی با رابطه (۳۵) سازگار است.

بر این اساس به منظور راستی‌آزمایی رابطی بدست آمده برای انرژی ذخیره شده در حسگر SAW در معادله (۲۱)، از یک روش آزمایشگاهی و اندازه‌گیری استفاده شده است. در این اندازه‌گیری، با استفاده از ۲ مولد سیگنال و یک سوئیچ باند رادیویی مدل HCM349 با ایزولاسیون ۶۰ دسی‌بل، یک رزوناتور SAW شارژ و توان سیگنال پاسخ آن بوسیله یک تحلیل‌گر شبکه اندازه‌گیری شده است. شکل ۱۱ بلوک دیاگرام مجموعه‌ی برپا شده برای این اندازه‌گیری را نشان می‌دهد. همان‌طور که دیده می‌شود، مولد سیگنال فرکانس پائین که در شکل ۱۱ با

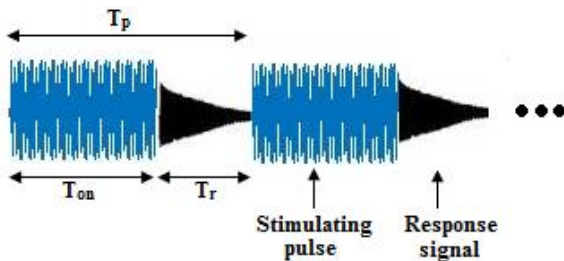
LF SG نمایش داده شده، برای کنترل سوئیچ SPDT استفاده شده است. سوئیچ spdt با نام HCM349 می‌باشد که ایزولاسیون آن در فرکانس تست، بین مسیر اصلی و هر یک از خروجی‌های آن حدود ۶۰ دسی‌بل و بین دو مسیر خروج حدود ۵۷ دسی‌بل می‌باشد. در حالت تحریک، این سوئیچ، رزوناتور را به مولد سیگنال رادیویی که با RF SG نمایش داده شده متصل می‌کند و پس از حالت تحریک، سوئیچ SPDT، رزوناتور را به تحلیل‌گر شبکه متصل می‌کند. در شکل ۱۲، شماتیکی از سیگنال‌های تحریک و پاسخ رزوناتور نشان داده شده است.

همان‌طور که دیده می‌شود، سوئیچ SPDT، رزوناتور را به مولد سیگنال رادیویی برای مدت T_{on} متصل می‌کند. سپس آن را برای مدت T_r به تحلیل‌گر شبکه متصل می‌کند. در این فاصله‌ی زمانی، تحلیل‌گر شبکه، توان پاسخ کاهنده‌ی رزوناتور را اندازه‌گیری می‌کند. زمان کل این پروسه T_p می‌باشد. شکل ۱۳ مجموعه‌ی برپا شده برای این اندازه‌گیری را نشان می‌دهد.

در شکل ۱۴، چگالی طیف توان اندازه‌گیری شده از سیگنال پاسخ برای دو فرکانس تحریک خاص نشان داده شده است. این فرکانس‌ها به ترتیب MH ۴۳۳/۹۳ و ۴۳۴/۱۳۰ MHz می‌باشند. فرکانس اول تقریباً نزدیکترین فرکانس به فرکانس رزونانس رزوناتور و دومین فرکانس، دورترین فرکانس ممکن است که در باند فرکانسی سیگنال بازخوان قرار دارد. در این اندازه‌گیری، فرکانس سوئیچینگ ۱۰۰ KHz و طول سیگنال تحریک نسبت به کل دوره‌ی (duty cycle) آن ۵۰٪ می‌باشد.



شکل ۱۱- بلوک دیاگرام اندازه‌گیری آزمایشگاهی



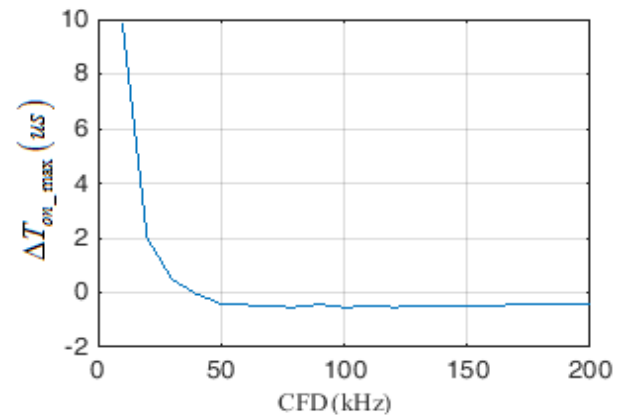
شکل ۱۲- نمایش شماتیک از سیگنال‌های تحریک و پاسخ رزوناتور

برای بررسی بیشتر دقت رابطی به دست آمده برای T_{on_max} در (۳۵)، اختلاف بین مقدار محاسبه شده T_{on_max} از رابطه (۳۵) که با $T_{on_max_C}$ نشان داده می‌شود، و مقدار استخراج شده عددی به دست آمده از معادله انرژی ذخیره شده در رابطی (۲۱) که با $T_{on_max_N}$ نمایش داده می‌شود، با استفاده از معادله (۳۶) و بر اساس پارامترهای داده شده در جدول ۱ محاسبه و در شکل ۹ رسم شده است.

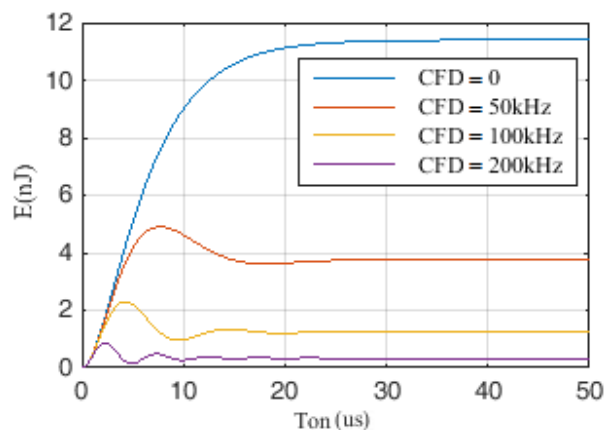
$$\Delta T_{on_max} = T_{on_max} - T_{on_max_C} \quad (36)$$

همان‌طور که از شکل ۹ دیده می‌شود اختلاف بین دو مقدار بسیار کوچک است و نشان‌دهنده‌ی این مطلب است که رابطی (۳۵) مخصوصاً برای $CFD > 20kHz$ تقریب خوبی برای محاسبه T_{on_max} ارائه می‌دهد. شکل ۱۰ تغییرات انرژی ذخیره شده در حالت تحریک برای مقادیر مختلف CFD، و مدار معادل با مقادیر نشان داده شده در جدول ۱ را نشان می‌دهد.

همان‌طور که در شکل ۱۰ دیده می‌شود، انرژی ذخیره شده در حسگر در زمانی که حداکثر خود می‌رسد که با مقدار محاسبه شده از رابطی به دست آمده برای عرض پالس بهینه در معادله (۳۵)، مطابقت دارد.



شکل ۹- اختلاف بین مقدار بدست آمده برای T_{on_max} بر اساس محاسبه با استفاده از معادله (۳۵) و محاسبه‌ی عددی از رابطی (۲۱)



شکل ۱۰- تغییرات انرژی ذخیره شده در حالت تحریک بر حسب عرض پالس برای مقادیر مختلف CFD برای مدار معادل با پارامترهای نشان داده شده در جدول ۱

۵. نتایج اندازه‌گیری

از آنجایی که توان سیگنال پاسخ حسگر SAW رابطی مستقیمی با انرژی ذخیره شده در حسگر دارد، بنابراین اندازه‌گیری توان سیگنال پاسخ حسگر می‌تواند برای رصد مقدار انرژی ذخیره شده در حسگر مورد استفاده قرار گیرد.

تغییرات توان سیگنال پاسخ حسگر برای حداکثر $200 \text{ KHz} \pm$ انحراف از فرکانس رزونانس اندازه‌گیری و در شکل ۱۵ نشان داده شده است. در این اندازه‌گیری‌ها، فرکانس سوئیچ 100 KHz و نسبت سیگنال به کل دوره‌ی آن 50% می‌باشد. همان‌طور که دیده می‌شود، توان اندازه‌گیری شده با مقدار توان‌های محاسبه شده (P_c) توسط رابطه‌ی (۲۱) مقایسه شده است. لازم به ذکر است که برای محاسبه‌ی توان پاسخ با استفاده از رابطه‌ی (۲۱)، مقدار $A(r=0)$ برای هر مقدار از α ، برابر مقداری در نظر گرفته شده که به ازای آن $A(r=0)$ توان سیگنال پاسخ در فرکانس 433.93 MHz با مقدار اندازه‌گیری شده‌اش برابر شود.

همان‌طور که در شکل ۱۵ دیده می‌شود، توان اندازه‌گیری شده و توان محاسبه شده به خصوص برای $\alpha=200000$ ، تا حد زیادی به هم نزدیک هستند.

در شکل ۱۶، توان‌های اندازه‌گیری شده سیگنال پاسخ با فرکانس تحریک $434/130 \text{ MHz}$ و عرض پالس‌های تحریک ۱ تا ۹ میکروثانیه نشان داده شده است. از آنجایی که پنجره‌ی زمانی برای اندازه‌گیری توان سیگنال پاسخ برای مقادیر مختلف T_{on} فرق می‌کند، لازم است این عدم یکسان بودن پنجره‌ی زمانی به نحوی جبران شود. با توجه به شکل ۱۲، از آنجایی که توان اندازه‌گیری شده مستقیماً با مربع T_r ، و تقریباً با مربع متوسط دامنه سیگنال پاسخ متناسب است، لازم است که توان اندازه‌گیری شده به صورت زیر متعادل شود:

$$P_{mc} = k_{eq} P_m \quad (37)$$

که P_m و P_{mc} به ترتیب توان‌های اندازه‌گیری شده و جبران شده و k_{eq} ضریب متعادل‌کننده است که با رابطه‌ی زیر تعریف می‌شود:

شکل ۱۶- توان سیگنال پاسخ بر حسب عرض پالس برای حالت اندازه‌گیری بدون جبران‌ساز و با جبران‌ساز

$$K_{eq} = K_{c_w} \times K_{c_a} \quad (38)$$

در (۳۸)، K_{c_w} ضریب جبران‌کننده پنجره‌ی زمانی است و با رابطه‌ی زیر تعریف می‌شود:

$$K_{c_w} = \frac{T_r^2}{T_p^2} \quad (39)$$

همچنین K_{c_a} ضریب جبران‌کننده دامنه است و تقریباً با رابطه‌ی زیر محاسبه می‌شود:

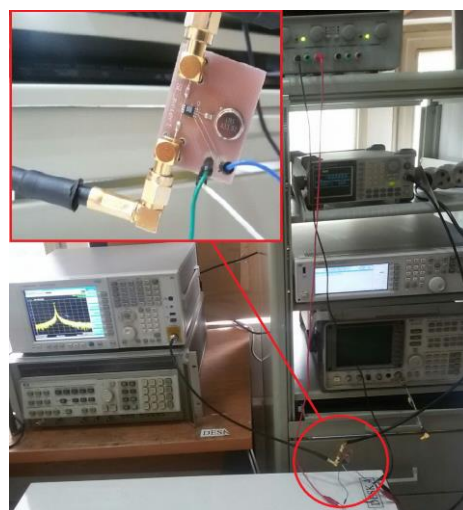
$$K_{c_a} = \left(\frac{1}{\frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} e^{-\alpha t} dt} \right)^2 \quad (40)$$

همان‌طور که در شکل ۱۶ دیده می‌شود، منحنی‌های توان برای $T_{on}=2\mu s$ حداکثر هستند که با رابطه به دست آمده در معادله‌ی (۳۵) سازگار می‌باشد.

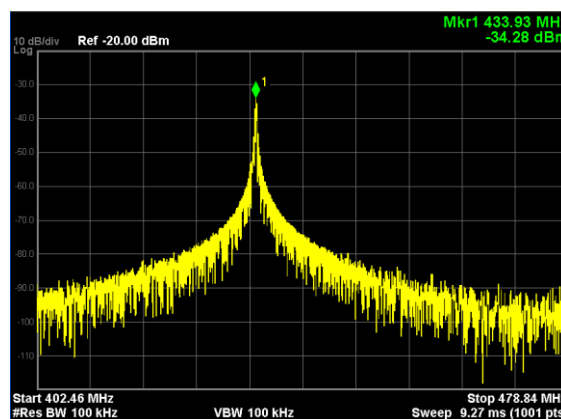
در جدول ۲، مقادیر اندازه‌گیری شده $T_{on_{max}}$ برای سه مقدار CFD نشان داده شده است. همان‌طور که دیده می‌شود اختلاف بین دو مقدار اندازه‌گیری شده و محاسبه شده با رابطه‌ی (۳۵) اندک و قابل قبول است.

۶. نتیجه گیری

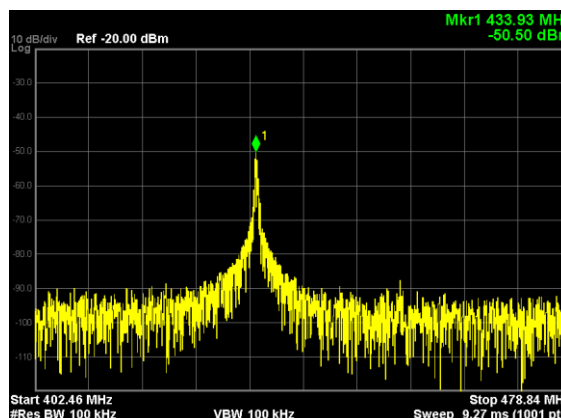
وجود حسگرها در فناوری اینترنت اشیا به مثابه حواس اشیا می‌باشد. در این بین، حسگرهای SAWR از جایگاه ویژه‌ای برخوردارند. نکته‌ی کلیدی در عملکرد چنین حسگرهایی، قابلیت اعتماد آنهاست که این قابلیت به طور مستقیم با میزان انرژی ذخیره شده در این حسگرها در زمان تحریک ارتباط دارد. بنابراین این مسئله بسیار مهم است که تا آنجا که امکان دارد حداکثر انرژی را در حسگر SAWR در حالت تحریک ذخیره کرد. بر این اساس، داشتن یک شناخت شفاف از



شکل ۱۳- مجموعه‌ی برپا شده برای اندازه‌گیری برای رصد انرژی ذخیره شده در رزوناتور



الف



ب

شکل ۱۴- طیف توان سیگنال پاسخ رزوناتور برای دو فرکانس مختلف سیگنال بازخوان برای فرکانس سوئیچ 100 KHz و نسبت سیگنال به دوره‌ی 50% الف- برای فرکانس تحریک 433.93 MHz ب) برای فرکانس تحریک $434/130 \text{ MHz}$

همان‌طور که در شکل ۱۴ دیده می‌شود، اگر چه فرکانس‌های سیگنال بازخوان این دو اندازه‌گیری یکسان نیستند ولی در هر دو حالت، طیف توان پاسخ حسگر دارای ماکزیممی در فرکانس 433.93 MHz می‌باشد. البته در حالتی که رزوناتور با فرکانس 433.93 MHz تحریک شده، مقدار ماکزیمم طیف پاسخ حسگر، حدود 15 dB بزرگتر از حالتی است که رزوناتور با فرکانس $434/130 \text{ MHz}$ تحریک شده است.

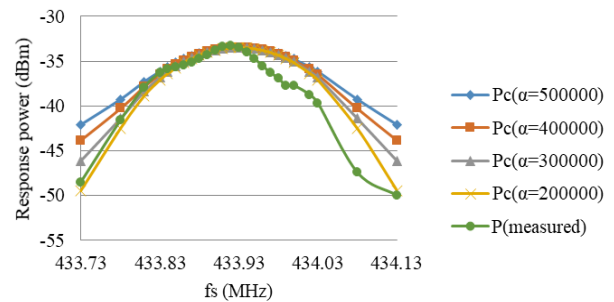
تشکر و قدردانی

مؤلفین این مقاله مایل هستند از پشتیبانی کامل آزمایشگاه مدارها و سیستم-های فرکانس بالا و تست CST-Lab، در حمایت مالی از این تحقیق، استفاده از تجهیزات ساخت و تست و اندازه‌گیری و همچنین از هم‌فکری و مشاوره‌های علمی و فنی محققین آزمایشگاه مراتب تشکر و قدردانی خود را اعلام نمایند.

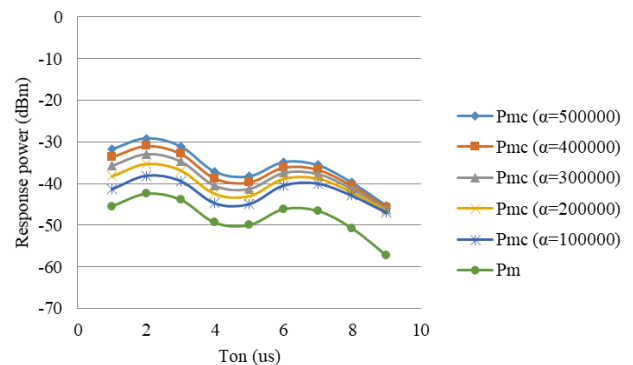
۷. مراجع

- [1] S. E. Lee, M. Choi and S. Kim, "How and what to study about IoT: Recent trends and future directions from the perspective of a social science". *Telecommunications Policy*, 41, 1056-1067, 2017.
- [2] Cisco, "Fast innovation requires Fast IT", 2014. Available at: <https://www.cisco.com>.
- [3] M. U. Farooq, M. Waseem, and A. Khairi, "A critical analysis on the security concerns of Internet of Things (IoT)", *International Journal of Computer Applications*, 111(7), 1-6, 2015.
- [4] D. Lu, Y. Zheng, A. Penirschke, and R. Jakoby, "Humidity Sensors Based on Photolithographically Patterned PVA Films Deposited on SAW Resonators," *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, pp. 13-14, 2016.
- [5] S. Zhgoon, A. Shvetsov, I. Ancev, S. Bogoslovsky, G. Sapozhnikov, K. Trokhimets, and M. Derkach, "SAW temperature sensor on quartz," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 62, pp. 1066-1075, 2015.
- [6] Min Zhao, Hang Zhang, Ruoyun Zhang, Min Yao, and Minyu Ma, "Design of Surface Acoustic Wave Parafoil Riser Tension Sensor," *IEEE Sensors Journal*, vol. 17, pp. 3022-3029, 2017.
- [7] Bennett J. Meulendyk, M. Claton Wheeler and Mauricio Periria da Cunha "Hydrogen Fluoride Gas Detection Mechanism on Quartz Using SAW Sensors" *IEEE Sensors Journal*, vol. 17, pp 1768-1775, 2011.
- [8] Rory Stoney, Dermot Geraghty, Garret E. O'Donnell, "Characterization of Differentially Measured Strain Using Passive Wireless Surface Acoustic Wave (SAW) Strain Sensors", *IEEE Sensors Journal*, vol. 14, pp. 722-728, 2014.
- [9] Boquan Liu, Tao Han, Chengrui Zhang, "Error Correction Method for Passive and Wireless Resonant SAW Temperature Sensor", *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, pp. 3608-3614, 2015, ISSN 1530-437X.
- [10] G.A. Borrero, J.P. Bravo, S.F. Mora, S. Velásquez, F.E. Segura-Quijano, "Design and fabrication of SAW pressure temperature and impedance sensors using novel multiphysics simulation models", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 203, pp. 204-214, Dec. 2013.
- [11] M. Hamsch, R. Hoffmann, W. Buff, M. Binhack, S. Klett, "An interrogation unit for passive wireless SAW sensors based on Fourier transform", *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 51, pp. 1449-1456, 2004, ISSN 0885-3010.
- [12] B. Liu, Y. Zeng, "Uncertainty-aware frequency estimation algorithm for passive wireless resonant SAW sensor measurement", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 237, pp. 136-146, Jan. 2016.
- [13] B. Liu, C. Zhang, X. Ji, J. Chen, and T. Han, "An improved performance frequency estimation algorithm for passive wireless SAW resonant sensors," *Sensors*, vol. 14, no. 12, pp. 22261-22273, 2014.
- [14] A. Pohl, "A review of wireless SAW sensors," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 47, pp. 317-332, Feb. 2000.
- [15] A. Pohl, G. Ostermayer, and F. Seifert, "Wireless sensing using oscillator circuits locked to remote high-Q SAW resonators," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 45, no. 5, pp. 1161-1168, Sep. 1998.
- [16] F. Seifert, A. Pohl, R. Steindl, L. Reindl, M. J. Vellekoop, and B. Jakoby, "Wirelessly interrogable acoustic sensors," presented at *Proc. Joint Meeting EFTF-IEEE IFCS*, 1999, pp. 1013-1018.
- [17] V. Kalinin, G. Bown, J. Beckley and R. Lohr, "Pulsed interrogation of the SAW torque sensor for electrical power assisted steering", *Proc. IEEE Int. Ultrason., Ferroelectrics, and Freq. Control Joint 50 th Anniversary Conf.*, pp. 1577-1580, 2004.
- [18] P. Varshney et al., "Theoretical and experimental analysis of high Q SAW resonator transient response in a wireless sensor interrogation application," in *Proc. IEEE Int. Freq. Control Symp.*, May 2012, pp. 1-6.
- [19] F. Lurz, S. Lindner, S. Linz, S. Mann, R. Weigel, and A. Koelpin, "High-Speed Resonant Surface Acoustic Wave Instrumentation Based on

پارامترهای مهم در میزان ذخیره‌سازی انرژی در حسگر و در نتیجه، داشتن یک رابطه‌ی واضح بین پارامترهای پالس بازخوان، پارامترهای فیزیکی حسگر و مقدار انرژی ذخیره شده در خلال حالت تحریک بسیار مفید است. در این تحقیق بر اساس یک مطالعه‌ی تحلیلی ابتدا رابطه‌ای بین مشخصات پالس تحریک کننده، پارامترهای فیزیکی حسگر SAW و انرژی ذخیره شده انجام شد و یک رابطه‌ی بسیار پیچیده برای انرژی ذخیره شده به دست آمد که تابع سیگنال پالس بازخوان و پارامترهای فیزیکی حسگر SAW می‌باشد. سپس با استفاده از فوت و فن ریاضی و تقریبات منطقی و مفید این معادله پیچیده به یک معادله ساده تبدیل شد. با استفاده از این معادله، و با انجام روش‌های ریاضی و تقریب‌های منطقی، رابطه‌ای بن‌سایر برای عرض پالس تحریک و ارتباط آن با فرکانس تحریک بدست آمد که دید بسیار شفافی از مهم‌ترین پارامترهای موثر در ذخیره‌ی انرژی در حسگر ارائه می‌کند. برای راستی آزمایشی تحلیل انجام شده، شبیه‌سازی‌های کامپیوتری و راستی‌آزمایی آزمایشگاهی صورت گرفت و نتایج روابط ریاضی مورد تایید قرار گرفت.



شکل ۱۵- توان اندازه‌گیری و محاسبه شده‌ی رزوناتور برای حداکثر انحراف kHz ± 200 از فرکانس رزونانس برای فرکانس سوئیچ ۱۰۰ کیلو هرتز و نسبت سیگنال به دوره‌ی ۵۰٪



شکل ۱۶- توان سیگنال پاسخ بر حسب عرض پالس برای حالت اندازه‌گیری بدون جبران ساز و با جبران ساز

جدول ۲- مقایسه مقادیر اندازه‌گیری و محاسبه شده T_{on_max}

F_s	CFD	T_{on_max} اندازه‌گیری شده	$T_{on_max_C}$ محاسبه شده از رابطه (۳۵)
434.130	200KHz	2 us	1.875 us
434.03MHz	100KHz	3.5us	3.75us
433.980	50KHz	5us	7.5us

استاد وابسته گروه کارآفرینی فناوریانه دانشکده کارآفرینی دانشگاه تهران فعالیت دارد.

پروفسور معصومی، اولین رئیس پارک علم و فناوری دانشگاه تهران در سال‌های ۸۵-۱۳۸۴ بوده و ساختار و تشکیلات آن را بنیان نهاد و موفق به اخذ موافقت اصولی پارک علم و فناوری از وزارت علوم و تحقیقات و فناوری شد. او هم‌چنین، به عنوان معاون پژوهشی دانشگاه تهران در سال‌های ۹۴-۱۳۹۳ خدمت کرد. دکتر معصومی مؤسس آزمایشگاه مدارهای مجتمع بسیار چگال پیشرفته VLSI و نیز آزمایشگاه مدارها و سیستم‌های فرکانس بالا و تست، به ترتیب در سال‌های ۱۳۸۲ و ۱۳۹۰، و سرپرست همین آزمایشگاه‌ها از زمان تأسیس به بعد بود. دکتر معصومی، هم‌چنین، در حوزه کارآفرینی، پارک‌های علم و فناوری، مراکز رشد، شتاب‌دهنده‌ها، ایجاد شرکت‌های نوپا و بین‌المللی‌سازی کسب‌وکارهای فناوریانه فعالیت دارد.

فعالیت‌های جاری پروفسور معصومی و علائق تحقیقاتی او شامل حسگرهای هوشمند (اتومبیل، محیط‌های هوشمند، سیستم‌های نظارت محیطی و سلامت ساختاری)، سنسورهای SAW، سیستم‌ها و ادوات اینترنت اشیا، شبکه‌های حسگری بی‌سیم، اتومبیل‌های خودران، مجتمع‌سازی غیرهمگن تراشه‌ها، اینترکانته‌ها، نانوسیم‌ها، تداخل و سازگاری الکترومغناطیسی، بسته بندی مقیاس سطح ویفر، بوردهای مدارچاپی، تمامیت سیگنال و قابلیت اطمینان، مدارهای فرکانس بالا و موج مایکروویوی، سلف‌های اسپایرل، تقویت‌کننده‌های توان، طراحی توان پایین و با کارایی بالای CMOS از یک سو، و از سوی دیگر شامل اکوسیستم کارآفرینی، نوآوری، کارایی و قابلیت تولید، توسعه کارآفرینانه فناوری، توسعه محصول جدید، و مدیریت دانش است. پروفسور معصومی، در مدت فرصت مطالعاتی، از سال ۱۳۹۷ به مرکز سیستم‌های رادیویی و آنتن‌های هوشمند (CIARS) در گروه مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه واترلو کانادا پیوست. او چندین پروژه مشترک با مرکز CIARS و یک پروژه در زمینه سنسورهای هوشمند با گروه مهندسی مکترونیک دانشگاه واترلو سرپرستی کرده و همکاری مشترک تحقیقاتی وی ادامه دارد. دکتر معصومی، عضو چندین مؤسسه علمی و صنعتی بین‌المللی برجسته بوده و به عنوان داور شناخته شده با مجلات بسیار معتبر علمی همکاری درازمدت دارد. او هم‌چنین، به عنوان عضو کمیته علمی تعداد زیادی از سمپوزیوم‌ها و کنفرانس‌های بین‌المللی همکاری نزدیک و مستمر دارد. آدرس پست الکترونیکی ایشان عبارت است از:

nmasoumi@ut.ac.ir

محمود محمدطاهری، در یزد متولد شد. او مدرک لیسانس خود را در رشته مهندسی برق از دانشگاه صنعتی شریف در سال ۱۳۵۸ و مدرک فوق لیسانس در رشته سیستم‌های مخابراتی و دکتری را در رشته مهندسی مایکروویو به ترتیب در سال‌های ۱۳۶۵ و ۱۳۶۸ از دانشگاه اسکس کشور انگلستان دریافت کرد.



او بین سال‌های ۱۳۵۸ تا ۱۳۶۰ در شرکت مخابرات ایران در اداره طراحی لینک‌های مایکروویو بعنوان مهندس مشغول به کار بود. بین سال‌های ۱۳۶۰ تا ۱۳۶۳ و ۱۳۷۰ تا ۱۳۷۱ در مرکز تحقیقات مخابرات ایران به ترتیب بعنوان پژوهشگر در زمینه طراحی رادیوهای مایکروویو و مدیر پروژه طراحی و ساخت ترمینال ایستگاه زمینی ماهواره فعالیت میکرد. بین سال‌های ۱۳۷۶ تا ۱۳۸۰ بعنوان مشاور در زمینه پروژه‌های مخابراتی در شرکت ملی نفت ایران در حوزه پروژه‌های طراحی لینک-های مخابراتی بین سکوها نفتی مشغول به کار بود. بین سال ۱۳۸۰ تا ۱۳۸۱ و ۱۳۸۷ تا ۱۳۹۰ به ترتیب بعنوان فرصت مطالعاتی و دوره پسا دکتری در دانشگاه واترلو در زمینه طراحی و ساخت تقویت کننده‌های کم نویز موج میلیمتری و الکترومغناطیس مشغول به تحقیق و تدریس بود. از سال ۱۳۷۰ تا کنون ایشان

- Instantaneous Frequency Measurement," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, pp. 1-11, 2017.
- [20] M. Khoshakhlagh and N. Masoumi, "An investigation on the energy storing process in the stimulating state of the sawr sensors interrogation," in *Proc. Iranian Conf. Elect. Eng. (ICEE)*, Mashhad, Iran, May 2018, pp. 163-167.
- [21] D. S. Ballantine, R. M. White, S. J. Martin, A. J. Ricco, E. T. Zellers, G. C. Frye, and H. Wohltjen, "Acoustic Wave Sensors: Theory, Design, and Physico-Chemical Applications," San Diego, CA: Academic, 1997.
- [22] Yumei Wen, Ping Li, Jin Yang and Min Zheng, "Detecting and Evaluating the Signals of Wirelessly Interrogational Passive SAW Resonator Sensors", *IEEE Sensors Journal*, Vol. 4, no. 6, pp.828-836, 2004.
- [23] Q. Fu, J. Wang, D. Zhou, and W. Luo, "Passive wireless SAW sensor system model including the effects of antenna distances," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 150, no. 1, pp. 151 - 155, 2009.
- [24] D. B. Rutledge, *The Electronics of Radio*, 1st ed. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 1999.
- [25] B. Dixon, V. Kalinin, J. Beckley, R. Lohr, "A Second Generation In-Car Tire Pressure Monitoring System Based on Wireless Passive SAW Sensors", *International Frequency Control Symposium and Exposition 2006 IEEE*, pp. 374-380, 2006.
- [26] Sensor, "Wireless SAW Cryogenic Temperature Sensor," TSE F043 datasheet, 2011.

محمد خوش اخلاق، متولد ایران و شهر تهران، در سال ۱۳۸۸ تحصیلات کارشناسی را در رشته مهندسی برق با گرایش الکترونیک از دانشگاه تهران به پایان رساند. وی کارشناسی ارشد خود را در رشته مهندسی برق-الکترونیک با گرایش میکروالکترونیک از دانشگاه صنعتی امیرکبیر با انجام تحقیقات بر روی مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال نوع رجیستر تقریب متوالی اخذ کرد و بعد از آن موفق شد دکتری مهندسی برق-الکترونیک با گرایش مدار و سیستم را با انجام تحقیقات بر روی حسگرهای بی‌سیم غیرفعال نوع موج صوتی سطحی از دانشگاه تهران دریافت کند. از زمینه‌های مورد علاقه‌ی او می‌توان به طراحی و پیاده‌سازی حسگرهای بی‌سیم فعال و غیرفعال، طراحی و ساخت مدارها و سیستم‌های الکترونیک باند پایه، هوشمندسازی حسگرها و محرک‌ها، طراحی و پیاده‌سازی سامانه‌های اندازه‌گیری و پایش هوشمند و طراحی گره‌های مورد استفاده در اینترنت اشیا اشاره کرد. او علاوه بر تحقیق در حوزه مهندسی برق، در حوزه کارآفرینی فناوریانه نیز دارای سوابق پژوهشی و آموزشی می‌باشد و تحقیق و پژوهش در اکوسیستم‌های کارآفرینی اینترنت اشیا، کارآفرینی دیجیتال و مدل-سازی ریاضی فرآیندهای کارآفرینی از علائق کاری و تحقیقاتی او می‌باشد. وی هم‌اکنون در آزمایشگاه مدارها و سیستم‌های فرکانس بالا و تست دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه تهران، مشغول به فعالیت تحقیقاتی و پژوهشی است. آدرس پست الکترونیکی ایشان عبارت است از:

m.khoshakhlagh@alumni.ut.ac.ir



ناصر معصومی، درجه کارشناسی و کارشناسی ارشد خود را به ترتیب در سال‌های ۱۳۶۷ و ۱۳۷۰ از دانشگاه تهران، و درجه دکتری خود را در سال ۱۳۸۰ از دانشگاه واترلو کانادا، هرسه مقطع در رشته مهندسی برق و کامپیوتر اخذ نمود. او در سال ۱۳۷۱ به عنوان عضو هیأت‌علمی به دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه تهران پیوست. دکتر معصومی در همان دانشکده به مدت دو دوره (چهارسال) مدیر گروه مهندسی الکترونیک و به مدت سه سال معاون تحصیلات تکمیلی و پژوهشی دانشکده مسئولیت داشت. او در حال حاضر، به عنوان استاد تمام دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، استاد وابسته گروه سیستم‌های دیجیتال، و



بعنوان عضو هیئت علمی دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشکده گان فنی دانشگاه تهران مشغول به کار بوده و فعلاً بعنوان دانشیار مشغول به کار است. او دارای بیش از ۱۰۰ مقاله در مجلات و کنفرانس‌های معتبر ملی و بین المللی و نویسنده ۵ کتاب در زمینه الکترومغناطیس و کنترل خطی می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان فیلترهای میکروویو موجبری با مشددهای عایقی با مودهای چندگانه، انتشار امواج رادیویی، سنجش از راه دور میکروویو، تقویت کننده‌های فرایه‌ن باند توزیع شده کم نویز در باند میکروویو و موج میلیمتری می‌باشد. آدرس پست الکترونیکی ایشان عبارت است از:

mtaheri@ut.ac.ir

¹Kevin Ashton

²Cisco

Analysis and extraction of equations for optimum pulse width of stimulating signal for surface acoustic wave sensors applicable in IOT

Mohammad Khoshaghlagh¹

Nasser Masoumi¹

Mahmoud Mohammad-Taheri¹

¹School of electrical and computer engineering, College of engineering, University of Tehran, Tehran, Iran

Abstract

The connection point in Internet Of Things (IOT) with outside environment is related to perception layer. In this layer, sensors play an important role. Surface acoustic wave resonator (SAWR) sensors are one the most important wireless passive sensors among all wireless passive sensors for IOT applications. The basic principle behind the measurement with SAWR sensor is detecting its resonance frequency. Since the SAWR sensor is a passive device, it should be energized by a stimulating pulse. The power of the response signal and SNR of the sensor depend heavily on its stored energy (SE) in the stimulating state. Hence, knowing the energy storing process of the sensors help the interrogation designers to determine better design parameters. In this paper, using a comprehensive and detailed time domain analysis, a complicated equation for the SE during the stimulating state is derived and then using mathematical tricks and also rational approximations, a concise equation for the SE is derived. This equation explicitly shows the effects of the most important parameters on the SE during the stimulating state and the effects of the interrogating signal characteristics including carrier frequency, pulse width and its amplitude are obviously determined. Also, the effects of the physical parameters of the SAWR sensors on the stored energy are clearly recognized. The simulated and measured results show the validity of the derived equation.

Keywords: Internet Of Things (IOT), Surface acoustic wave resonator (SAWR), Interrogating signal, Stored energy, Resonance frequency.