



طراحی پایه‌ی سامانه‌ی اندازه‌گیری و پایش وضعیت لقی پره در کمپرسور و توربین جریان محوری

مجتبی پارسا کردآسیابی^۱، مهدی نصرتی^۱، آرمان محسنی^۲، امیر خوشدل^۱،

بهنام رضایی زنگ ملک^۱

۱- گروه اندازه‌گیری و تست، شرکت توربوکمپرسور تک خاورمیانه: تهران طرشت بلوار تیموری، پژوهشکده علوم و فناوری دانشگاه صنعتی شریف

۲- دانشکده مهندسی مکانیک و انرژی، دانشگاه شهید بهشتی: تهران، تهرانپارس، دانشگاه شهید بهشتی، پردیس فنی و مهندسی شهید عباسپور

چکیده

بازدهی توربین‌های گازی به لقی میان پره‌های کمپرسور و پوسته‌ی آن وابسته می‌باشد. به طور کلی افزایش لقی منجر به افزایش نشتی نوک پره و در نتیجه کاهش بازدهی توربین گازی می‌شود. لذا اندازه‌گیری دقیق لقی هم در زمینه‌ی کاربردهای تحقیقاتی و هم به منظور پایش وضعیت عملکرد توربین گاز حائز اهمیت است.

حسگرهای مجاورتی خازنی با توجه به قابلیت اطمینان بالا، وضوح^۱ بالا، سرعت بالا، توان مصرفی پایین سامانه‌ی اندازه‌گیری و هزینه‌ی قابل قبول در قیاس با سازوکارهای مشابهی که جهت اندازه‌گیری و پایش وضعیت لقی پره ارائه شده‌اند، به انتخاب اول مهندسان جهت اندازه‌گیری لقی بدل شده است.

معماری مبدل ظرفیت به دیجیتال^۲ (CDC) ارائه شده در این مقاله بر مبنای الگوریتم SAR^۳ می‌باشد. گستره‌ی وضوح SAR از ۸ تا ۱۶ بیت و نرخ نمونه‌برداری آن بسیار بالا است. در ورودی SAR از یک تقویت کننده-ی میلر و یک مقایسه‌گر استفاده می‌شود. خروجی SAR نیز به یک PCA^۴ متصل است. PCA می‌تواند گستره‌ی وسیعی از ظرفیت خازن را به عدد دیجیتال تبدیل کند.

در این مقاله طراحی پایه‌ی یک حسگر مجاورتی خازنی مبتنی بر الگوریتم SAR ارائه شده است که از آن می‌توان جهت اندازه‌گیری و پایش وضعیت لقی پره در کمپرسور و توربین جریان محوری استفاده نمود. سازوکار مطرح شده بدون نیاز به فیلتر کردن دیجیتال، خروجی دیجیتال تولید می‌کند. طبقه‌ی تقویت کننده‌ی استفاده‌شده کارکرد مدار را در مقابل ولتاژهای آفست، تزریق بار و نویز ایمن می‌کند. از جمله ویژگی‌های دیگر این طراحی می‌توان به توان مصرفی پایین سامانه‌ی اندازه‌گیری، وابستگی کم به دما، وضوح بالا، نرخ نمونه‌برداری بالا و هزینه‌ی قابل قبول اشاره نمود.

واژه‌های کلیدی: اندازه‌گیری لقی پره- حسگر مجاورتی خازنی- مبدل خازن به ظرفیت - الگوریتم SAR

مقدمه

در سالیان اخیر استفاده از روش‌های جدید و انجام بهینه‌سازی در طراحی پره‌های متحرک توربین گاز به شدت مورد توجه طراحان قرار گرفته است. با توجه به وسعت کاربرد این تجهیزات در صنعت همواره سعی شده است تا با آزمایشات و تحقیقات مختلف در این زمینه به شناسایی روش‌ها و عوامل موثر بر بهبود عملکرد توربین‌های گاز پرداخته شود. بهبود آب‌بندی بین قطعات ثابت و متحرک در توربین‌های گاز می‌تواند نشتی گاز را کاهش داده و در نتیجه منجر به بهبود عملکرد و توان خروجی توربین گاز شود. ناحیه‌ی نوک پره یکی از قسمت‌های نشتی گاز در توربین گاز است که تحت تاثیر اختلاف فشار بین سطح فشاری و مکشی پره به وجود می‌آید. لذا فاصله‌ی هوایی موجود بین نوک پره با بدنه‌ی موتور از مکان‌هایی است که نشتی در آن حائز اهمیت می‌باشد و در طراحی می‌بایستی مورد توجه قرار گیرد و با توجه به شرایط عملکرد دستگاه فاصله‌ی مناسب تعیین شود. شکل (۱) نمایی از توربین گاز IGT25 را نشان می‌دهد. همچنین لازم به ذکر است که در اثر انبساط حرارتی، حرکت محوری رتور و خوردگی نوک پره‌های توربین، لقی بین نوک پره‌ها و بدنه تغییر می‌کند که باعث تغییر توان و عملکرد توربین می‌شود. لذا لازم است تا به‌وسیله‌ی حسگرهایی، فاصله‌ی بین نوک پره با بدنه اندازه‌گیری شود. این اندازه‌گیری علاوه بر زمان ساخت (جهت بهبود طراحی پره‌ها) می‌بایستی در هنگام عملکرد توربین نیز صورت پذیرد. این حسگرها مطابق با شکل (۲) در محل نوک پره بر روی بدنه‌ی موتور نصب می‌شوند. همان‌طور که در این شکل ملاحظه می‌گردد، فاصله‌ی بین رتور و بدنه در کمپرسور و توربین محل‌های نشتی گاز هستند.

با توجه به چرخش پره، حسگر اندازه‌گیری و پایش وضعیت لقی پره می‌بایست به گونه‌ای باشد که ارتباط فیزیکی میان مدار الکترونیکی و پره وجود نداشته باشد. روش‌های مختلفی جهت اندازه‌گیری لقی وجود دارد که از پدیده‌های فیزیکی مختلف مانند IR^۵، مغناطیسی، نوری و خازنی در آن استفاده می‌شود. هر کدام از این تکنولوژی‌ها مزایا و معایبی دارند. در این بین، حسگرهای مجاورتی خازنی در مقایسه با دیگر حسگرها به علت حساسیت و قابلیت اطمینان بالا، وابستگی کم به دما، توان مصرفی پایین سامانه‌ی اندازه‌گیری و هزینه‌ی قابل قبول توجه بسیار بیشتری را به خود جلب کرده‌اند [۱].

¹ Resolution

² Capacitance-to-Digital Converter

³ Successive Approximation Register

⁴ Programmable Capacitor Array

⁵ Infrared

جهت ساخت سنسورهای مجاورتی خازنی، مدارهای واسط مختلفی ارائه شده‌اند که مقدار ظرفیت خازن را به سیگنال دیجیتال تبدیل می‌کنند. برخی از این سازوکارها ابتدا مقدار ظرفیت را به ولتاژ و سپس ولتاژ را به صورت دیجیتال و دسته‌ای دیگر نیز مقدار ظرفیت خازن را مستقیماً به یک کد دیجیتال تبدیل می‌کنند. دیجیتال کردن مستقیم مقدار ظرفیت خازن موجب کاهش پیچیدگی، کاهش مصرف توان سامانه‌ی اندازه‌گیری و کاهش سطح مقطع مدار می‌شود.

تکنیک‌های اندازه‌گیری با استفاده از سنسور مجاورتی خازنی بر مبنای اصول پردازشی سیگنال‌های آنالوگ می‌باشد و با استفاده از سوئیچ‌های خازنی، مدارات پیوسته در زمان و اجزای گسسته ساخته می‌شوند. طرح‌های اندازه‌گیری بر مبنای پل [۲]، دمدولاتور سنکرون^۶ [۳] که با یک مبدل آنالوگ به دیجیتال دنبال می‌شوند، نمونه‌هایی از این تکنیک‌ها هستند. اما در این میان مبدل ظرفیت به دیجیتال تکنیکی است که بسیار مورد توجه مهندسان قرار گرفته است. CDC می‌تواند یک خروجی دیجیتال تولید کند که مستقیماً با تغییر در مقدار ظرفیت متناسب است. برخی CDCها بر اساس اصل توازن بار [۴] عمل می‌کنند، در حالی که برخی دیگر نیز تکنیک‌های سیگما-دلتا^۷ را جهت تبدیل مقدار ظرفیت خازن به کد دیجیتال به‌کار می‌برند [۵].

در معماری‌های الگوریتم‌های سیگما-دلتا، به عنوان دیگر انتخاب موجود در حسگرهای مجاورتی خازنی، نیاز به بیش‌نمونه‌گیری و فیلترهای دیجیتال خاصی است که منجر به افزایش توان مصرفی می‌شود. همچنین دیگر مشکلی که در این الگوریتم‌ها وجود دارد، محدودیت در گستره‌ی اندازه‌گیری مقدار ظرفیت خازن می‌باشد.

الگوریتم SAR یکی دیگر از طرح‌هایی است که در حسگرهای مجاورتی خازنی مورد استفاده قرار می‌گیرد. این الگوریتم به چندین مقایسه جهت تکمیل یک تبدیل نیاز دارد. معماری‌های SAR به‌طور گسترده‌ای در کاربردهای توان پایین و سرعت پایین به‌کار گرفته می‌شوند. با کاهش ابعاد افزاره‌های CMOS، نرخ نمونه‌برداری مبدل‌های SAR به‌شدت افزایش پیدا کرده است. امروزه مبدل‌های SAR ترکیبی از وضوح و سرعت را در عین توان پایین بودن ارائه می‌دهند که با دیگر تکنیک‌ها قابل قیاس نمی‌باشد. این ویژگی‌ها سبب شده است تا این مبدل‌ها به انتخاب اول مهندسان جهت طراحی حسگرهای مجاورتی خازنی تبدیل شود.

سازوکاری که در این مقاله مطرح می‌شود، مبتنی بر الگوریتم SAR می‌باشد و همان‌طور که پیش‌تر بیان شد، الگوریتم SAR توامان می‌تواند سرعت و وضوح بالایی داشته باشد. این الگوریتم نیاز به بیش‌نمونه‌گیری را حذف می‌کند و از طرف دیگر کد دیجیتال خروجی مستقیماً و بدون نیاز به فیلتر دیجیتال تولید می‌شود که سبب کاهش پیچیدگی و کاهش قابل‌توجه توان مصرفی سامانه‌ی اندازه‌گیری می‌شود [۶]. در شکل (۳) نمودار کد دیجیتال خروجی بر مبنای ظرفیت خازن ورودی برای یک سامانه‌ی مبدل خازن به دیجیتال ۱۶ بیتی مطرح‌شده در مرجع [۷] ملاحظه می‌گردد.

چیدمان صفحات خازن

از منظر چیدمان صفحات خازن دو نوع حسگر مجاورتی خازنی وجود دارد. یک مورد بر اساس اصل خازن صفحه-موازی^۸ و دیگری مبتنی بر اصل خازن حاشیه^۹ می‌باشد. در نوع صفحه موازی، یک صفحه‌ی خازن را حسگر و

صفحه‌ی دیگر را شی هدف (به عنوان مثال پره) تشکیل می‌دهند. ساختار نوع صفحه موازی و منحنی مشخصه‌ی آن در شکل (۴) مشاهده می‌شود. استفاده از این نوع چیدمان در کاربردهایی که شی هدف دوار می‌باشد، غیرممکن است. لذا نوع صفحه موازی جهت اندازه‌گیری و پایش وضعیت پره انتخاب مناسبی نمی‌باشد.

در شکل (۵) چگونگی چیدمان و منحنی مشخصه‌ی نوع دوم حسگر مجاورتی که بر مبنای اصل خازن حاشیه عمل می‌کند، نشان داده شده است. این نوع حسگر دارای دو الکتروند E_1, E_2 می‌باشد که به‌وسیله‌ی یک صفحه‌ی فلزی زمین‌شده از هم جدا شده‌اند. در این سامانه شی هدف به عنوان یکی از صفحات خازن مورد استفاده قرار نمی‌گیرد. لذا حسگر خازنی بر مبنای اصل خازن حاشیه جهت استفاده در کاربردهایی با شی هدف دوار از جمله جهت اندازه‌گیری و پایش وضعیت پره انتخاب مناسبی می‌باشد.

مبدل آنالوگ به دیجیتال SAR

مبدل آنالوگ به دیجیتال SAR جهت تبدیل ورودی آنالوگ به کد دیجیتال از الگوریتم تقریب پیاپی^{۱۰} استفاده می‌کند. مبدل آنالوگ به دیجیتال ۴ بیتی SAR که در شکل (۶) نشان داده شده است، در اولین کلاک ولتاژ خروجی مبدل دیجیتال به آنالوگ با تخصیص کد ۱۰۰۰ (در مبنای ۲) در ورودی آن به مقدار نیمی از V_{REF} نشانیده می‌شود. سپس ولتاژ ورودی با $V_{REF}/2$ مقایسه می‌شود و براساس نتیجه‌ی این قیاس، MSB^{11} مشخص می‌شود. اگر $V_{in} > V_{REF}/2$ باشد، آنگاه MSB تغییر نمی‌کند و در همان مقدار یک باقی می‌ماند، در غیر این‌صورت MSB صفر می‌شود. لذا در شکل (۶) MSB در مقدار یک باقی می‌ماند. در کلاک بعدی، به ورودی DAC کد ۱۱۰۰ (در مبنای ۲) اعمال می‌شود و به دنبال آن V_{in} با $3V_{REF}/4$ مقایسه می‌شود. همانند حالت قبل، دومین بیت پرارزش نیز بر مبنای بزرگ‌تر یا کوچک‌تر بودن ورودی از $3V_{REF}/4$ به‌ترتیب در مقدار یک باقی می‌ماند یا این‌که صفر می‌شود. لذا در شکل (۶) با توجه به بزرگ‌تر بودن ورودی از $3V_{REF}/4$ این بیت هم در مقدار یک باقی می‌ماند. جهت تعیین بیت بعدی، کد ۱۱۱۰ (در مبنای ۲) به ورودی DAC تخصیص داده می‌شود. اگر V_{in} از $7V_{REF}/8$ بزرگ‌تر باشد، سومین بیت پرارزش در مقدار یک باقی می‌ماند و در غیر این‌صورت مقدار صفر در آن قرار می‌گیرد. در شکل (۶) با توجه به کوچک‌تر بودن مقدار V_{in} از $7V_{REF}/8$ مقدار این بیت صفر می‌شود. حال جهت تعیین آخرین بیت که همان LSB^{12} می‌باشد، کد ۱۱۰۱ (در مبنای ۲) به ورودی اعمال می‌شود و با مقایسه‌ی V_{in} با $13V_{REF}/16$ مقدار LSB مشخص می‌شود. در شکل (۶) با توجه به بزرگ‌تر بودن V_{in} از $13V_{REF}/16$ مقدار یک در LSB باقی می‌ماند. لذا طی چهار کلاک ورودی آنالوگ به کد دیجیتال ۱۱۰۱ (در مبنای ۲) تبدیل می‌شود.

آرایه‌ی خازنی برنامه‌پذیر^{۱۳}

یک PCA شامل مجموعه‌ای از خازن‌های برنامه‌پذیر وزن‌دار باینری^{۱۴} می‌باشد که به صورت موازی به یکدیگر متصل شده‌اند. به عنوان نمونه در شکل (۷) آرایه‌ای با چهار خازن ملاحظه می‌گردد که با توجه به قطع و وصل بودن سوئیچ‌ها از IC تا IC5 می‌تواند مقدار بگیرد، که در آن C مقدار ظرفیت خازن واحد می‌باشد و بیان‌گر وضوح PCA می‌باشد. جهت قطع و

¹⁰ Successive Approximation Algorithm

¹¹ Most Significant Bit

¹² Least Significant Bit

¹³ Programmable Capacitor Array

¹⁴ Binary Weighted Programmable Capacitor

⁶ Synchronous De-modulator

⁷ Sigma-Delta Techniques

⁸ Parallel-plate Capacitor

⁹ Fringe Capacitance



$$q_{C_{SENS}} = C_{SENS} \times V_{os,op-amp} \quad (8)$$

$$q_{C_{REF}} = C_{REF} \times (V_{REF} + V_{os,op-amp}) \quad (9)$$

$$q_{C_F} = C_F \times (V_{REF} + V_{os,op-amp} - V_o) \quad (10)$$

از آنجایی که مجموع بار در دو فاز برابر می باشد، لذا با توجه به روابط مذکور، ولتاژ خروجی تقویت کننده به صورت زیر به دست خواهد آمد:

$$V_o = V_{REF} + V_{REF} \times \left(\frac{C_{REF} - C_{SENS}}{C_F} \right) + V_{os,op-amp} \quad (11)$$

رابطه ی فوق نشان می دهد که ولتاژ آفست بدون آن که تقویت شود، در خروجی ظاهر می شود. با در نظر گرفتن ولتاژ آفست مقایسه گر (V_{os,cmp}) خروجی دیجیتال مقایسه گر به صورت زیر محاسبه می شود:

$$V_{CMP} = \begin{cases} 0, & \Delta V_o + V_{os,op-amp} + V_{os,cmp} > 0 \\ 1, & \Delta V_o + V_{os,op-amp} + V_{os,cmp} < 0 \end{cases} \quad (12)$$

که در آن ΔV_o از رابطه ی زیر محاسبه می شود:

$$\Delta V_o = V_{REF} \times \left(\frac{C_{REF} - C_{SENS}}{C_F} \right) \quad (13)$$

علاوه بر این، به علت وجود سوئیچ فیدبک، هنگامی که مدار از فاز پیش شارژ به فاز ارزیابی می رود (در لبه ی پایین رونده ی CLK)، بار الکتریکی به C_F تزریق می شود. لذا V_{CMP} به صورت زیر اصلاح می شود:

$$V_{CMP} = \begin{cases} 0, & \Delta V_o + V_{err} > 0 \\ 1, & \Delta V_o + V_{err} < 0 \end{cases} \quad (14)$$

که در آن V_{err} ولتاژ خطای مجموع می باشد و از رابطه ی زیر محاسبه می شود:

$$V_{err} = V_{os,tot} + V_{inj} \quad (15)$$

که در آن V_{os,tot} = V_{os,op-amp} + V_{os,cmp} و V_{inj} ولتاژ خطا به علت تزریق بار به C_F است. V_{inj} تابعی از C_F می باشد و با افزایش C_F کاهش می یابد.

با توجه به این که ولتاژهای آفست مقایسه گر و تقویت کننده دو متغیر تصادفی مستقل می باشند و با در نظر گرفتن روابط مطرح شده در مرجع [11]، روابط زیر را می توان نتیجه گرفت:

$$\mu_{tot} = \mu_{op-amp} + \mu_{cmp} \quad (16)$$

$$\sigma_{tot} = \sqrt{\sigma_{op-amp}^2 + \sigma_{cmp}^2} \quad (17)$$

$$V_{os,max} = \mu_{tot} + 3 \times \sigma_{tot} \quad (18)$$

که در آن μ و σ به ترتیب بیان گر میانگین و انحراف می باشند. لذا با شبیه سازی های آماری می توان بیشینه ولتاژ آفست را با دقت بالایی تخمین زد.

جهت به دست آوردن نتایج صحیح، کمینه مقدار ΔV_o می بایستی از بدترین حالت ولتاژ خطا بیشتر باشد. کمینه مقدار ΔV_o در حالتی اتفاق می افتد که اختلاف C_{SENS} و C_{REF} کمینه باشد. این کمینه مقدار برابر 1 LSB از آرایه ی خازنی برنامه پذیر می باشد. لذا شرط زیر را جهت کارکرد درست مدار می بایستی در نظر گرفت:

وصل اتصال خازن ها با مدار، برای هر شاخه ی خازنی یک سوئیچ سریال نیز در نظر گرفته می شود [10].

عملکرد مداری سامانه

طرح کلی مدار حسگر مجاورتی خازنی در شکل (8) نشان داده شده است. لازم به ذکر است که در ابتدا تحلیل ها با در نظر گرفتن شرایط ایده آل می باشد. C_{SENS} مقدار حسگر خازنی است که قرار است اندازه گیری شود. C_{REF} نیز مقدار خازن مرجع می باشد که به صورت آرایه ی خازنی برنامه پذیر وزن دار باینری (PCA) پیاده سازی می شود. U1 تقویت کننده ی میلر دو طبقه و U2 مقایسه گر می باشد. عملکرد مدار به دو بخش تقسیم می شود: فاز پیش شارژ¹⁵ و فاز ارزیابی¹⁶. در طول فاز پیش شارژ (CLK=1 و CLKB=0)، U1 به صورت یک بافر بهره واحد عمل می کند (V_X=V_{REF}). بار الکتریکی بر روی C_{SENS} به صورت زیر محاسبه می شود:

$$Q = C_{SENS} \times V_{REF} \quad (1)$$

سپس در مرحله ی ارزیابی (CLK=0 و CLKB=1)، اختلاف پتانسیل C_{SENS} برابر صفر می شود و بار الکتریکی بر روی خازن مرجع و خازن فیدبک (C_F) توزیع می شود. در این حالت بار الکتریکی به صورت زیر می باشد:

$$Q = C_{REF} \times V_{REF} + (V_{REF} - V_o) \times C_F \quad (2)$$

با توجه به پایداری بار الکتریکی و معادلات (1) و (2)، خروجی تقویت کننده چنین به دست می آید:

$$V_o = V_{REF} + V_{REF} \times \left(\frac{C_{REF} - C_{SENS}}{C_F} \right) \quad (3)$$

و خروجی مقایسه گر نیز به صورت زیر می باشد:

$$V_{CMP} = \begin{cases} 0, & \Delta V_o > 0 \\ 1, & \Delta V_o < 0 \end{cases} = \begin{cases} 0, & C_{REF} > C_{SENS} \\ 1, & C_{REF} < C_{SENS} \end{cases} \quad (4)$$

منطق SAR بر مبنای V_{CMP} ورودی دیجیتال PCA را جهت افزایش یا کاهش C_{REF} تغییر می دهد. در انتهای سیکل تبدیل، مقدار C_{REF} با خطای 1 LSB از PCA با مقدار C_{CENS} منطبق می شود. زمان تبدیل برابر N×T_{CLK} می باشد که در آن N تعداد بیت های PCA و T_{CLK} نیز دوره ی کلاک تبدیل (CLK) است.

بررسی و اعمال موارد غیرایده آل در مدار

حال موارد غیرایده آل بودن مدار بررسی و اعمال می شود. ابتدا ولتاژ آفست تقویت کننده ی عملیاتی (V_{os}) را مورد توجه قرار می دهیم. در فاز پیش شارژ بار الکتریکی بر روی C_{SENS}، C_{REF} و C_F به صورت زیر می باشد:

$$q_{C_{SENS}} = C_{SENS} \times (V_{REF} + V_{os,op-amp}) \quad (5)$$

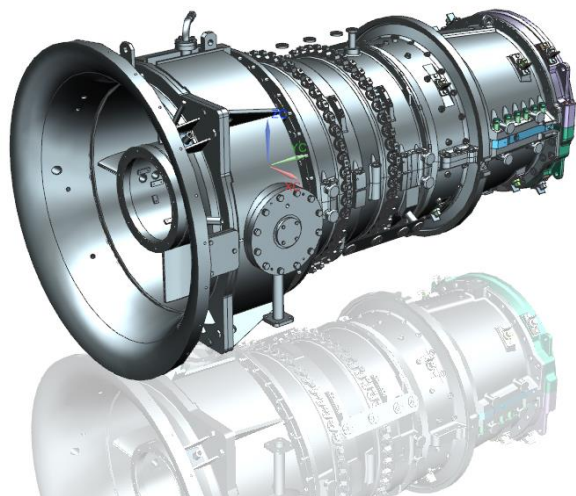
$$q_{C_{REF}} = C_{REF} \times V_{os,op-amp} \quad (6)$$

$$q_{C_F} = 0 \quad (7)$$

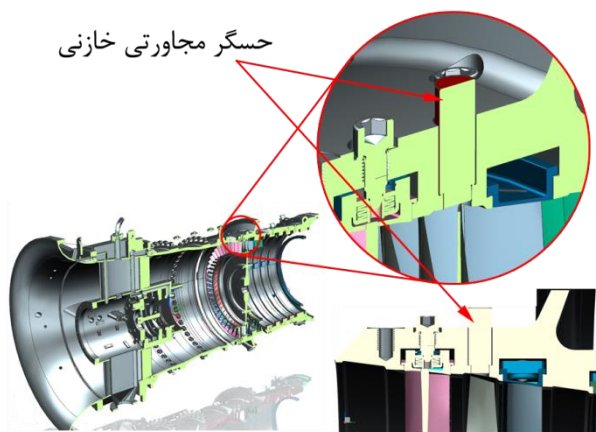
سپس در فاز ارزیابی بار الکتریکی به صورت زیر خواهد بود:

¹⁵ Precharge Phase

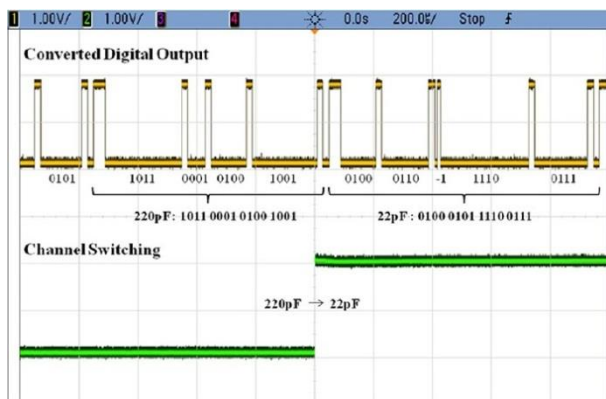
¹⁶ Evaluation Phase



شکل ۱- نمایی از توربین گاز IGT25



شکل ۲- محل نصب حسگر اندازه‌گیری و پایش وضعیت لقی پره



شکل ۳- خروجی اندازه‌گیری شده‌ی یک سامانه‌ی مبدل خازن به دیجیتال

۱۶ بیتی [۷]

$$\Delta V_{o,min} = V_{REF} \times \frac{LSB}{C_F} > V_{err} \quad (19)$$

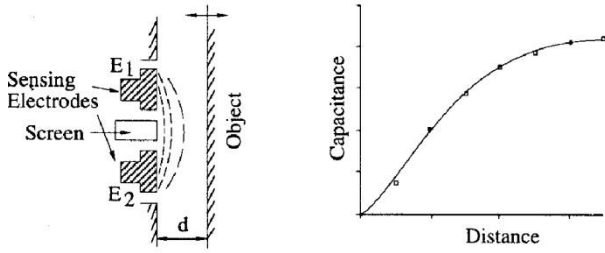
CF پارامتر طراحی می‌باشد، البته این نکته را باید در نظر گرفت که CF نیز به Verr وابسته می‌باشند. همچنین Vinj با افزایش CF کاهش می‌یابد.

نتیجه‌گیری

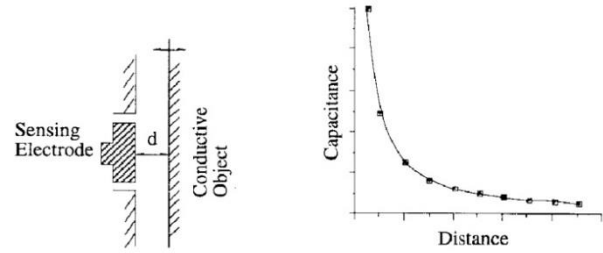
در این مقاله طراحی پایدی یک حسگر مجاورتی خازنی مبتنی بر الگوریتم SAR ارائه شده است که از آن می‌توان جهت اندازه‌گیری و پایش وضعیت لقی پره در کمپرسور و توربین جریان‌محوری استفاده نمود. سازوکار مطرح شده بدون نیاز به فیلتر کردن دیجیتال، خروجی دیجیتال تولید می‌کند. طبقه‌ی تقویت‌کننده‌ی استفاده‌شده کارکرد مدار را در مقابل ولتاژهای آفست، تزریق بار و نویز ایمن می‌کند. از جمله ویژگی‌های دیگر این طراحی می‌توان به توان مصرفی پایین، وضوح بالا و نرخ نمونه‌برداری بالا اشاره نمود.

مراجع

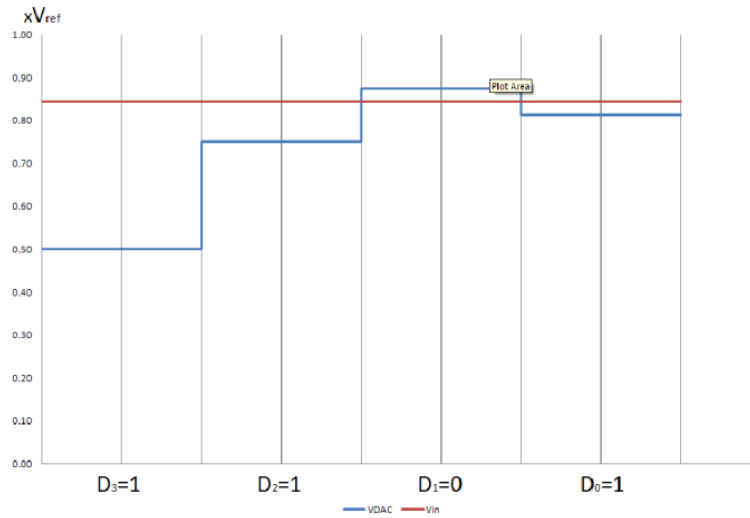
1. Proximity Design Guide, Application Note [Online]. Available: <http://www.atmel.com/Images/doc10760.pdf>.
2. Amira H., Hfaiedh M., and Valentin M., Quasi-balanced bridge method for the measurements of the impedances, *IET Science, Measurement & Technology*, vol. 3, no. 6, 2009, pp. 403-409.
3. Kumar V.J., Sankaran P., and Rao K.S., Measurement of C and tanδ of a capacitor employing PSDs and dual-slope DVMs, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 52, no. 5, 2003, pp. 1588-1592.
4. Matsumoto H., Shimizu H., and Watanabe K., A switched-capacitor charge-balancing analog-to-digital converter and its application to capacitance measurement, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-36, no. 4, 1987, pp. 873-878.
5. 24-Bit Capacitance-to-Digital Converter with Temperature Sensor [Online]. Available: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD7745.pdf.
6. Tan Z., Shalmany S., Meijer G. C. M., and Pertijs M.A.P., An energy-efficient 15-bit capacitive-sensor interface based on period modulation, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 47, n. 7, 2012, pp. 1703-1711.
7. Xu Zhang, Ming Liu, Hong Chen, Chun Zhang, and Zhihua Wang, A Wide Dynamic Range and Fast Update Rate Integrated Interface for Capacitive Sensors Array, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), 2012*, pp. 2961-2964.
8. Zhenhai Chen, and Ren C. Luo, Design and Implementation of Capacitive Proximity Sensor Using Microelectromechanical Systems Technology, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 6, 1998, pp. 886-894.
9. Hedayati R., A Study of Successive Approximation Registers and Implementation of an Ultra-Low Power 10-bit SAR ADC in 65nm CMOS Technology, Master's Thesis, Dept. of Electrical Engineering, Linkoping Institute of Technology, 2011.
10. Laknaur A., and Wang Haibo, Built-in-self-testing techniques for programmable capacitor arrays, *IEEE*



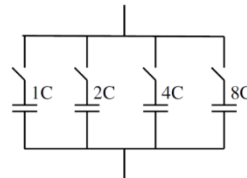
شکل ۵- حسگر خازنی بر مبنای اصل خازن حاشیه [۸]



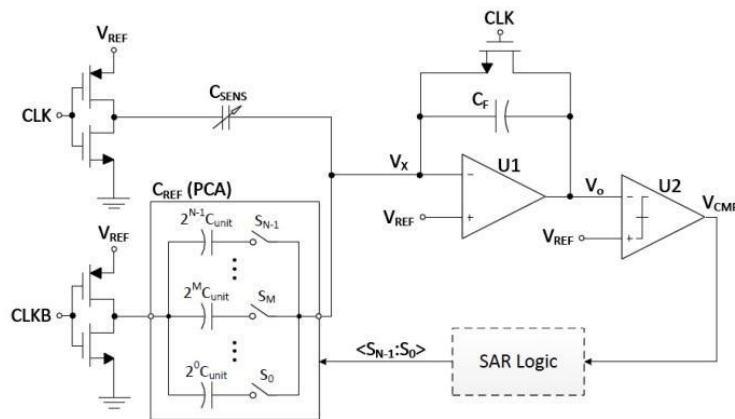
شکل ۴- حسگر خازنی بر مبنای اصل صفحه موازی [۸]



شکل ۶- نمونه‌ای از روند تعیین کد دیجیتال به وسیله یک مبدل SAR با وضوح ۴ بیتی [۹]



شکل ۷- نمونه‌ای از یک شبکه‌ی خازن‌های وزن دار باینری با ۴ واحد خازنی



شکل ۸- طرح کلی مدار حسگر مجاورتی خازنی