

فصل پنجم

اندازه‌گیری حرکت

مقدمه

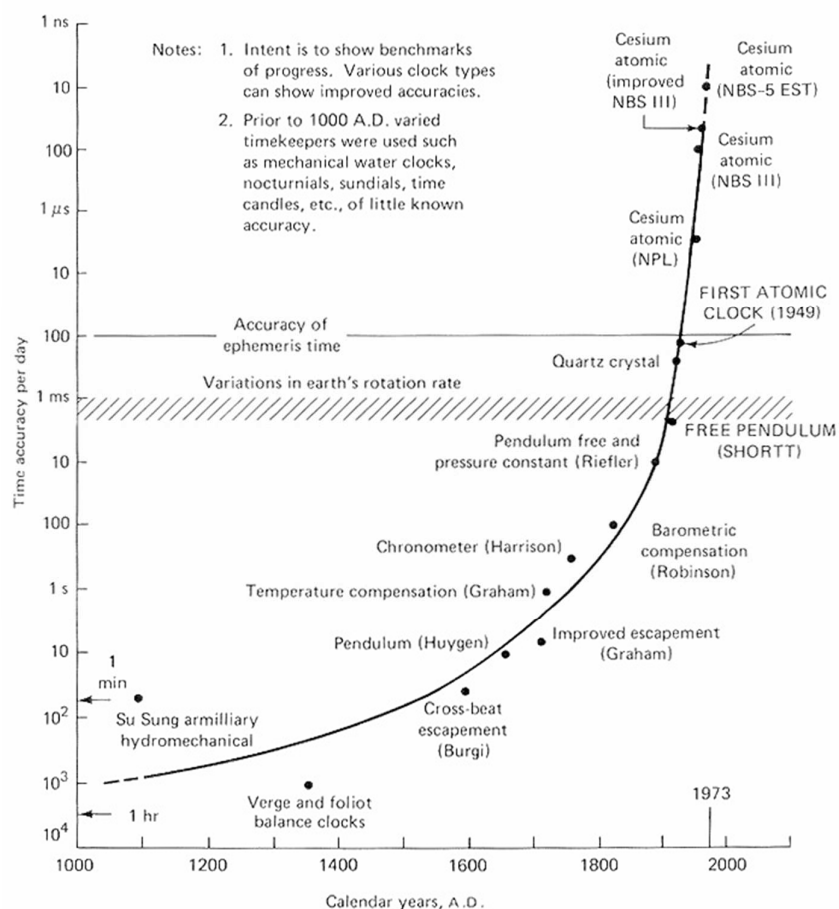
در این بخش به مطالعه و سایل اندازه‌گیری حرکت پرداخته می‌شود. این کمیت خود از دو کمیت اصلی طول و زمان نتیجه می‌شود. از آنجایی که بسیاری از کمیت‌های دیگر مثل نیرو، فشار، دما و... با ترانسدیوسرهای مناسب به یک تغییر بعد نسبی تبدیل می‌شوند، اندازه‌گیری این کمیت نیز به اندازه‌گیری یک مسافت منتهی می‌شود. در این فصل هدف اصلی ما اندازه‌گیری حرکت یعنی تغییر در فاصله می‌باشد.

بخش عمده‌ای از مطالعات این فصل مربوط به اندازه‌گیری حرکت با ترانسدیوسرهای الکترومکانیکی می‌باشد که حرکت را به سیگنال‌های الکتریکی تبدیل می‌کنند. لازم به ذکر است که هدف ما تهیه یک فهرست کاتالوگی از وسایل اندازه‌گیری به صورت جامع نیست، بلکه هدف این فصل بیشتر بررسی مسایل علمی مربوط به کاربردهای عملی این ترانسدیوسرها می‌باشد.

۱-۵- استانداردهای طول و زمان

در اندازه‌گیری حرکت کمیت‌های اصلی، طول و زمان هستند. استاندارد در فصل چهارم توضیح داده شد. واحد اندازه‌گیری زمان ثانیه است که به منظور مقاصد علمی برابر $1/315569259747$ سال استوایی در اول ژانویه سال ۱۹۰۰ در ساعت ۱۲ می‌باشد. این تعریف در سال ۱۹۵۶ توسط کمیته بین‌المللی اوزان و اندازه‌ها اعلام شده است. یکی از عمده‌ترین مشکلات این تعریف این است که نمی‌توان از روی آن مستقیماً محدوده‌ای از زمان را اندازه گرفت و آن را با یک ثانیه مقایسه کرد.

علاوه بر این یک مقایسه صحیح بین ثانیه‌های کنونی (طبق تعریف اصلی) و استاندارد زمان نیازمند انجام اندازه‌گیری‌های دقیق نجومی است که این کار به سادگی امکان پذیر نیست. موارد ذکر شده خطاهایی تا ۱ واحد در 10^9 مورد دارند که در سایر وسایل اندازه‌گیری قابل صرف نظر می‌باشند. اما برای برطرف کردن مشکلات ذکر شده در سال ۱۹۶۴ بار دیگر ثانیه براساس فرکانس‌های رزونانس اتمی توسط مترولوژها تعریف شد و هم‌اکنون به عنوان محدوده‌ای از زمان است که برابر با تعداد 9192631770 سیکل از فرکانس رزونانس اتمی سزیم 133 می‌باشد. شکل (۱-۵- a و b) داده‌های مربوط به استانداردهای طول و زمان را نشان می‌دهد. شکل (۲-۵) نیز میزان وقت‌گیری فرآیندهای مختلف را نشان می‌دهد.



شکل (۱-۵) پیشرفت استانداردها در طول زمان

۵-۱- تغییر مکان نسبی: انتقالی و دورانی

در اینجا ما به بررسی وسایل اندازه گیری حرکت در یک خط از یک نقطه مبنا به نقطه دیگر و همچنین اندازه گیری چرخش صفحه ای حول یک محور نسبت به اجزاء دیگر می پردازیم. اندازه گیری این تغییر مکان ها اهمیت زیادی در اندازه گیری پارامترهای دیگری چون دما، فشار، نیرو و غیره دارد. درجه بندی استاتیکی وسایل اندازه گیری معمولاً در حد قابل قبولی به کمک اندیکاتورهای عادی صفحه گرد و یا میکرومتر انجام می شود. دقت این وسایل 0.0001 in یا 0.001 mm می باشد و برای حصول دقت های بیشتر از اهرم های ترکیبی با نسبت تبدیل ۱۰ برابر و یا مکانیزم های گوه ای با نسبت تبدیل ۱۰۰ برابر استفاده می شود. میکروکاتورها و سائلی هستند که تا میلیونیم اینچ را اندازه می گیرند. در مورد دقت های بیشتر از 0.0001 in هر یک از وسایل اندازه گیری بکار رفته باید خود نیز درجه بندی شوند. تکه های اندازه گیری خود قطعات فولادی سخت با امکان تغییر ابعاد خیلی کم می باشند که در سایر سنجه های اندازه گیری بکار می روند. در کاربردهای مهندسی وسایل رایج اندازه گیری طول معمولاً دارای دقت کارکرد $\pm 0.0001 \text{ in}$ و دقت $\pm 0.0001 \text{ in}$ در اندازه مبنا و دقت $\pm 0.0001 \text{ in}$ در کلیه قسمت های با ابعاد زیر 1 in می باشند (برای قطعات بزرگتر از 1 in دقت ابعادی $\pm 0.0001 \text{ in}$ است). اگر این دقت ها مورد قبول نباشند، قطعه مورد نظر را به مؤسسه NIST می فرستند تا با دقتی در حدود 10^{-7} in درجه بندی شود. در برخی وسایل اندازه گیری دقیق درجه بندی با توجه به شرایط محیطی چون دما، فشار، تحریک الکتریکی و... صورت می گیرد. چرخش یا جابجایی زاویه ای به خودی خود کمیت اصلی نیست اما به دلیل آنکه بر مبنای طول تعریف می شود، استانداردهایی برای اندازه گیری آن نیز موجود می باشد.

ابعاد این سنجه ها در حدود $5/8 \text{ in} \times 3 \text{ in}$ می باشد و به صورت تکه هایی که بین دو سطح کنترلی آنها زاویه های مشخصی وجود دارند هستند. این تکه ها به گونه ای هستند که می توان با ترکیب آنها هر زاویه ی مجهولی را اندازه گرفت. مؤسسه NIST این تکه ها را تا دقت 0.1 ثانیه از کمان درجه بندی می کند. برای اندازه گیری زاویه به ندرت احتیاج به دقت های بالا می باشد اما در صورت لزوم برای دستیابی به آنها و سایل آزمایشگاهی و تکنیک های گران قیمت مورد نیاز می باشد. به عنوان یک مثال می توان به ماشین تقسیم محیط دایره اشاره کرد که در آن محدوده کارکرد 360° و دقت خواندن میکروسکوپ تا 0.1 دقیقه از کمان و دقت درجه بندی روی دیسک تا ± 20 ثانیه کمان است. سر تقسیم کننده اپتیکی نیز دارای محدوده کارکرد 360° و خوانایی یک دقیقه کمان و دقت ± 20 ثانیه

کمان است. تست کننده تقسیمات با تلسکوپ و موازی کننده نیز دارای دقت ± 2 ثانیه کمان می باشند.

۵-۲- پتانسیومتر مقاومتی

اساس کار پتانسیومتر مقاومتی بر مبنای وجود یک المان مقاومتی است که با حرکت یک لغزنده، مقاومت آن تغییر می کند. با توجه به شکل (۹-۵)، حرکت تماسی می تواند به صورت انتقالی، دورانی و یا ترکیبی از این دو به صورت مارپیچ باشد. محدوده ی کارکرد در نوع انتقالی معمولاً بین ۰/۱ تا ۲۰ اینچ و در نوع دورانی از 10° تا بیش از ۶۰ دور چرخش می باشد. تغذیه المان مقاومتی با جریان DC یا AC صورت می گیرد و در حالت ایده آل ولتاژ خروجی تابعی خطی از تغییر مکان است. در کاربردهای عادی معمولاً از سیم بدون روکش، پلاستیک های هادی، هیبرید و سرامت به عنوان المان مقاومتی استفاده می شود.

اگر مقاومت نسبت به جابجایی یا دوران به صورت خطی تغییر کند، ولتاژ خروجی e_o نسبت به ولتاژ متریک e_{ex} مطابق مدار شکل (۱۰-۵-الف) به صورت زیر خواهد بود:

$$\frac{e_o}{e_{ex}} = \frac{1}{1/(x_i/x_t) + (R_p/R_m)(1 - x_i/x_t)} \quad (1-5)$$

اما برای یک مدار باز که در وضعیت ایده آل $\frac{R_p}{R_m} = 0$ است این رابطه به شکل $\frac{e_o}{e_{ex}} = \frac{x_i}{x_t}$ بیان می شود. نمودار رابطه (۱-۵) در شکل (۱۰-۵-الف) نشان داده شده است. همان طور که ملاحظه

می شود، موقعی که بار صفر است $\left[\frac{R_p}{R_m} = 0 \right]$ منحنی به شکل خط مستقیم است اما در عمل $R_m = \infty$

نیست. ماکزیمم خطا برای حالتی که $\frac{R_p}{R_m} = 1$ باشد ۱۲٪ کل درجه بندی است و اگر $\frac{R_p}{R_m} = 0/1$ باشد

این خطا به ۱/۶٪ کاهش می یابد. برای نسبت های $\frac{R_p}{R_m} < 0/1$ ماکزیمم خطا در حوالی $\frac{x_i}{x_t} = 0/67$ رخ می دهد و مقدار آن ۱۵٪ کل درجه بندی است.

برای دستیابی به خواص خطی مناسب با مقاومت R_m مشخص باید از پتانسیومتری با مقاومت خیلی کم نسبت به مقاومت R_m استفاده کرد. از آنجایی که e_o متناسب با e_{ex} است به نظر می رسد که حساسیت باید مستقیماً متناسب با e_{ex} باشد. اما در عمل ظرفیت اتلاف حرارتی پتانسیومتر برای دفع حرارت ایجاد شده در آن، محدود است و e_{ex} تا حدی با R_p رابطه خواهد داشت. مقادیر کم R_p منجر به مقادیر

کوچک e_{ex} و در نتیجه حساسیت کمتر می‌شود. بنابراین انتخاب R_p باید به صورت یک بهینه‌سازی بین بارگذاری و حساسیت باشد. در مورد پتانسیومترهای موجود در بازار حساسیت و ولتاژ مجاز به عنوان اطلاعات فنی سازنده در اختیار خریدار قرار می‌گیرد. هرچه طول ناحیه تماس متحرک کمتر باشد پتانسیومتر حساستر خواهد بود. بهترین حساسیت‌ها در حدود $15V/deg$ برای ناحیه تماس کوتاه در نوع دورانی و $300V/in$ برای نوع انتقالی می‌باشد (در کاربردهای معمول مقدار حساسیت ۱۰ تا ۱۰۰ برابر کوچکتر از این مقادیر است). شکل (۵-۱۰) روشی را برای بهبود وضعیت خطی بودن افزایش مجازی مقاومت R_m نشان می‌دهد.

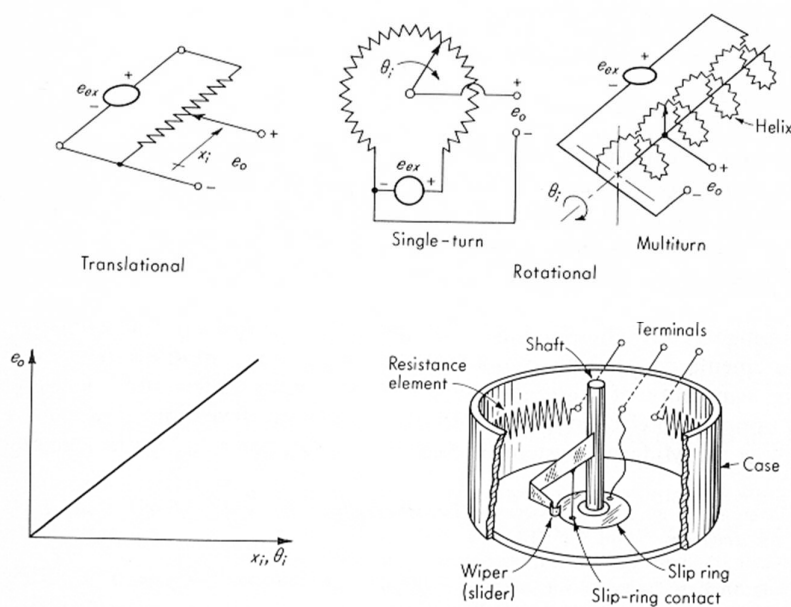
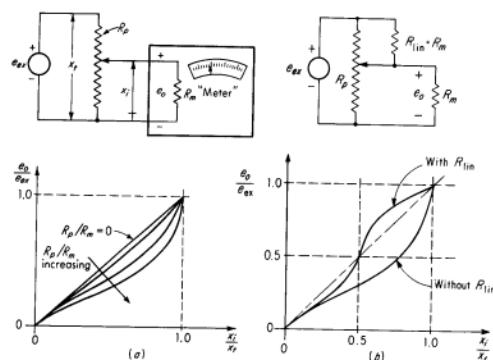
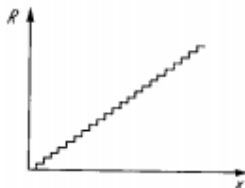
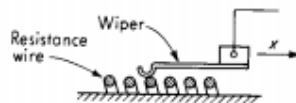


Figure 4.4 Potentiometer displacement transducer.

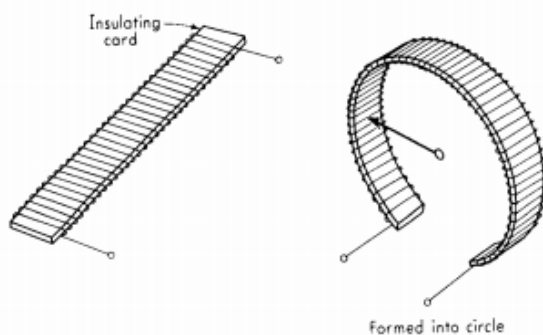
شکل (۵-۹) پتانسیومتر مقاومتی



شکل (۵-۱۰) عملکرد پتانسیومتر مقاومتی



شکل (۵-۱۲) تفکیک سیم پیچ پتانسیومتر



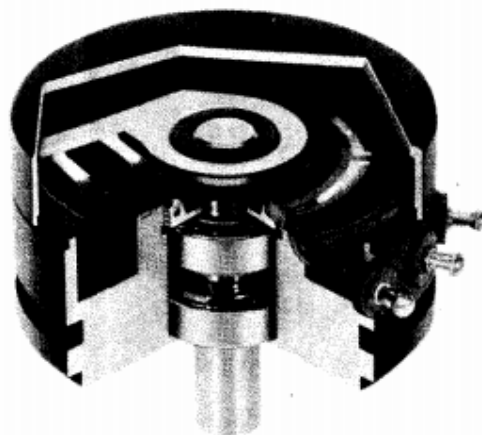
شکل (۵-۱۱) ساختمان سیم پیچ پتانسیومتر

تفکیک پتانسیومترها تا حد زیادی به جنس المان مقاومتی آن بستگی دارد. با بکارگیری سیم پیچ های تک لغزنده ای محدوده ی تقریباً خطی پیوسته ای از مقاومت متناسب با میزان حرکت لغزنده ی آن حاصل می شود. مقاومت سیم با کاهش قطر آن زیاد می شود که این امر موجب کاهش استحکام سیم می شود. بنابراین در بکارگیری سیم های نازک در پتانسیومتر هم محدودیت داریم. برای دستیابی به تغییر مقاومت زیاد در تغییر فواصل کم بکارگیری مقاومت هایی به شکل سیم پیچ مناسب است. سیم با مقاومت مشخص را می توان بدور یک استوانه یا کارت به صورت صاف (یا قرار گرفته روی مجموعه مارپیچ یا دایره ای شکل برای اندازه گیری دوران) پیچید (شکل ۵-۱۱). البته در این صورت دیگر مقاومت به صورت خطی با فاصله تغییر نخواهد کرد و روند تغییر به صورت پله ای خواهد بود، بدین شکل که از یک حلقه سیم پیچ به حلقه دیگر تغییر مقاومت غیرخطی منتج خواهد شد (شکل ۵-۱۲). مثلاً اگر روی یک صفحه یک اینچی ۵۰۰ دور سیم پیچیده شود، حرکت های کمتر از 0.002 in قابل

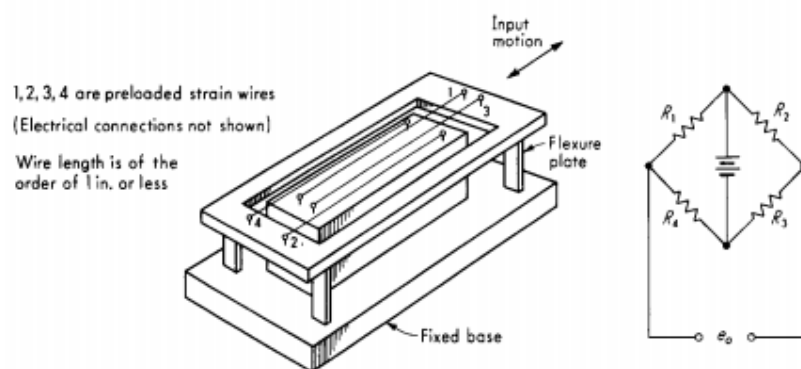
اندازه‌گیری نیست. این امر از آنجا ناشی می‌شود که لغزنده حین عبور از روی سیم‌پیچ‌ها گاهی از روی دو سیم‌پیچ و گاهی از روی یک سیم‌پیچ عبور می‌کند. بیشترین میزان خطا را می‌توان با شمارش تعداد حلقه‌های سیم‌پیچ‌ها در طول هر اینچ محاسبه کرد. مقادیر عملی بین ۵۰۰ تا ۱۰۰۰ دور در هر اینچ است، بنابراین در اندازه‌گیری‌های کوچکتر از ۰/۰۰۱ تا ۰/۰۰۲ اینچ محدودیت خواهیم داشت. در صورتی که در نوع دورانی برای یک دور چرخش می‌توان با بزرگ اختیار کردن قطر مارپیچ یا دایره مرکزی دقت را بالا برد. بهترین تفکیک مقاومت برای نوع دورانی از رابطه $\frac{0.24}{D} \text{ deg}$ تا $\frac{0.12}{D}$ حاصل

می‌شود که در آن D قطر برحسب اینچ می‌باشد. لازم به ذکر است که حساسیت و تفکیک مقاومتی و مقاومت کل همگی به هم مربوط‌اند و این کمیت‌ها را نمی‌توان به صورت مجزا بررسی کرد.

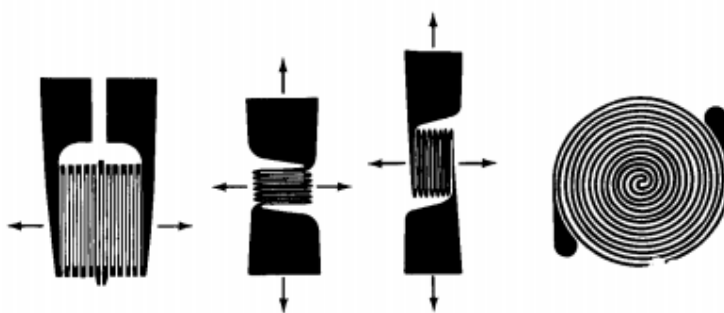
المان‌های مقاومتی صاف از حساسیت و دوام بیشتری نسبت به انواع سیم‌پیچ‌دار برخوردارند اما مقاومت این المان‌ها حساسیت زیادی به دما دارد. المان‌هایی نیز از نوع سرمته^۱ (ترکیبی از سرامیک و فلز) و پلاستیک‌های رسانا (ترکیبی از رزین‌های پلاستیک و پودرهای رسانا) به صورت نوارهای مسطح صاف با لغزنده‌های ظریف موجودند. این گونه المان‌ها عموماً المان‌هایی با حساسیت پنهانیت نامیده می‌شوند، هرچقدر که قادر به اندازه‌گیری حساسیت‌های خیلی بالا و بیان اعداد و ارقام حاصل نیستند. دلیل این ناتوانی این است که ولتاژ خروجی در حساسیت‌های خیلی زیاد به صورت ایده‌آل خطی نیست و به صورت تصادفی کم و زیاد می‌شود که زبری سطوح تأثیر بسزایی در این تغییر تصادفی دارد. بنابراین یک اغتشاش^۲ قابل اندازه‌گیری به نام اغتشاش مقاومتی معادل (Ren) برای این گونه المان‌های مسطح تعریف می‌شود. معمولاً مقدار مقاومت Ren بین ۵ تا ۱۰۰Ω می‌باشد. از مزیت‌های دیگر کاربرد پلاستیک‌های هادی امکان طراحی آن‌ها در طول لبه‌ها به روش فرزکاری یا روش‌های لیزری می‌باشد که نسبت به فرآیندهای ذوبی خیلی راحت‌تر است (شکل ۱۳-۵). به این ترتیب برای هر پتانسیومتر المان مقاومتی متناسب با خواسته‌های موردنظر انتخاب شده و امکان تولید پتانسیومترهایی با خواص موردنظر غیرخطی نیز وجود خواهد داشت.



شکل (۵-۱۳) ساختمان پتانسیومتر ساخت شرکت واترز



شکل (۵-۱۴) کرنش سنج غیر مقید



شکل (۵-۱۵) کرنش سنج ورقه‌ای

در مواقعی که قیمت تمام شده پتانسیومتر اهمیت چندانی ندارد، برای دستیابی به خواص مناسب می‌توان از انواع پتانسیومترهای پلاستیک هادی، سیم‌پیچی و یا هیبرید (ترکیبی) استفاده کرد. مشکل عمده فقط قیمت بالای محصول است.

یک روش مناسب برای افزایش حساسیت و دقت پتانسیومتر استفاده از سیم پیچ‌های مقاومتی می‌باشد. تعداد دوران مارپیچ‌های موجود در واحد طول هنوز به خاطر ضخامت سیم محدود است. بنابراین از یک مکانیزم افزایشنده بین متحرک مورد اندازه‌گیری و دستگاه پتانسیومتر استفاده می‌شود. مثلاً یک مجموعه چرخنده با نسبت ۱:۱۰ باعث ده برابر شدن حساسیت پتانسیومتر می‌شود.

استفاده کننده پتانسیومتر تمایل دارد که پس از خرید دستگاه بدون نیاز به درجه‌بندی بتواند از آن استفاده کند. به عبارت دیگر از یک پتانسیومتر رابطه ورودی-خروجی خطی انتظار می‌رود. پتانسیومترهای موجود در بازار در محدوده وسیعی با قیمت‌های مناسب و خواص خطی مناسب موجود می‌باشند. خطی بودن پتانسیومترها تا حد زیادی وابسته به یکنواختی المان مقاومتی پیچیده شده به دور استوانه است اما خطاهای مربوط به این مسئله را می‌توان با قرار دادن مقاومتهایی به صورت سری و موازی در نقاط مختلف سیم پیچ تصحیح کرد. با همین شیوه می‌توان خطاهای مربوط به بارگذاری را تصحیح نمود.

خطای غیرخطی بودن پتانسیومترهای تجارتي ۱٪ کل درجه‌بندی برای سیم پیچ‌های تک حلقه‌ای با قطر نیم اینچ، ۰/۰۲٪ برای چند حلقه‌ای‌های با قطر ۲ اینچ و ۰/۰۰۲٪ برای قطر حلقه ۱۰ اینچ می‌باشد. لازم به ذکر است که در این موارد دقت همیشه کمتر از نصف حساسیت است. به علت تأثیرات حرکتی ناخواسته لغزنده روی المان تغییرات غیر متعارف مقاومت را خواهیم داشت که پی‌آمد آن تغییر ولتاژهایی در خروجی پتانسیومتر است که به آن اغتشاش گویند. این پدیده مربوط به خواص الاستیک لغزنده، جرم مؤثر و میزان میرایی و استهلاک انرژی آن است. موقعی که فرکانس تحریک لغزنده به فرکانس طبیعی آن نزدیک شود لغزنده شروع به ارتعاشات شدید خواهد کرد. استفاده از مواد الاستومر با ضریب میرایی مناسب یا قرار دادن لغزنده در یک مایع لزج باعث بالا رفتن ضریب میرایی مجموعه و کاهش دامنه رزونانس می‌شود. بخش دیگری از اغتشاشات مربوط به قرار گرفتن گرد و غبار و اضافات مختلف روی سیم‌ها است که باعث تغییر مقاومت تماس بین لغزنده و سیم، در حین حرکت لغزنده می‌شود.

مشخصه‌های دینامیکی پتانسیومتر (اگر حرکت به عنوان ورودی و ولتاژ به عنوان خروجی باشد) مبین یک سیستم مرتبه صفر است، چون مقاومت سیم پیچ مستقل از فرکانس حرکت می‌باشد. البته خواص مکانیکی بارگذاری مربوط به حرکت متحرک اندازه‌گیری شونده و اینرسی و اصطکاک اجزای متحرک مختلف باید دقیقاً در نظر گرفته شوند. اصطکاک معمولاً از نوع خشک است. سازنده معمولاً

اطلاعات عددی مربوط به نیرو و کوپل شروع بکار و در هنگام حرکت در اختیار استفاده کننده قرار می‌دهد. برخی از این خصوصیات قابل سفارش دادن هستند. پتانسیومترهای دورانی کم اصطکاک مخصوص، کوپل راه اندازی در حد 0.03 in.oz را دارا هستند در حالی که کوپل‌های عادی کارکرد بین 0.1 تا 0.5 in.oz و یا بیشتر می‌باشند. انواع پتانسیومترهای انتقالی در محدوده‌ی کمتر از 1 oz و تا بیش از 1 lb یافت می‌شوند. اینرسی اجزای متحرک در هر دو نوع پتانسیومتر به جنس و ابعاد آن‌ها بستگی دارد.

یک پتانسیومتر تک حلقه‌ای با قطر $\frac{7}{8} \text{ in}$ دارای ممان اینرسی حدود 0.12 gr/cm^2 می‌باشد. نمونه‌ای دیگر با ده حلقه و قطر 2 in حدود 18 gr/cm^2 ممان اینرسی دارد. جرم متحرک انواع انتقالی از یک انس تا چندین انس تغییر می‌کند.

در انتها متذکر می‌شویم که بکارگیری پتانسیومترها مستلزم در نظر گرفتن فاکتورهای محیطی مثل دما، شوک، ارتعاشات، رطوبت، عرض جغرافیایی و... می‌باشد. عمر پتانسیومترها هم به همین شرایط بستگی دارد و از حدود ۲ میلیون سیکل گردش (نوع سیم‌پیچی شده) تا ۱۰ میلیون سیکل (انواع هیبریدی) و ۵۰ میلیون سیکل (نوع پلاستیک‌های رسانا) می‌باشد. پارامتر دیگری از پتانسیومتر که به دوام آن مربوط می‌شود عمر مفید^۱ است که مربوط به مقاومت پتانسیومتر در برابر ارتعاشات با فرکانس بالا و دامنه کم می‌باشد. پلاستیک‌های رسانا یا ۱۰۰ میلیون سیکل در این مورد مؤثرند.

۵-۵- کرنش سنج مقاومتی

یک رسانای یکنواخت با سطح مقطع A و طول L را در نظر بگیرید که جنس آن دارای مقاومت ویژه ρ باشد. مقاومت الکتریکی این رسانا طبق تعریف از رابطه زیر حاصل می‌شود.

$$R = \frac{\rho L}{A} \quad (5-2)$$

این رسانا اگر کشیده یا فشرده شود سطح مقطع و طول و خاصیت پیزورزیستانس ماده آن تغییر می‌کند. خاصیت پیزورزیستانس شامل تغییر مقاومت ویژه ماده (ρ) در اثر کرنش‌های مکانیکی صورت گرفته روی آن می‌شود. با تغییر این خواص مقاومت رسانای مورد بحث تغییر می‌کند. برای روشن شدن موضوع از رابطه (۵-۲) دیفرانسیل می‌گیریم:

$$dR = \frac{A(\rho dL + Ld\rho) - \rho LdA}{A^2} \quad (5-3)$$

از آنجایی که حجم ماده ثابت است، داریم:

$$V = A.L \rightarrow dV = AdL + LdA [= 0]$$

همچنین از الاستیسیته و مقاومت مصالح داریم:

$$dV = L(1 + \varepsilon)A(1 - \nu\varepsilon)^2 - AL \quad (5-4)$$

که ε به عنوان کرنش واحد و ν ضریب پواسون می باشد. از آنجایی که ε دارای مقادیر خیلی کوچک است می توان تقریب $1 - 2\nu\varepsilon \approx (1 - \nu\varepsilon)^2$ را بکار برد و معادله (5-4) را به صورت زیر نوشت:

$$dV = AL\varepsilon(1 - 2\nu) = AdL + LdA \quad (5-5)$$

طبق تعریف کرنش $\varepsilon \triangleq \frac{dL}{L}$ است، لذا خواهیم داشت:

$$AdL(1 - 2\nu) = AdL + LdA \quad (5-6)$$

و

$$-2\nu AdL = LdA$$

با جایگذاری رابطه اخیر در معادله (5-3) نتیجه می گیریم:

$$dR = \frac{\rho AdL + LAd\rho + 2\nu\rho AdL}{A^2} \quad (5-7)$$

پس از ساده سازی داریم:

$$dR = \frac{\rho dL(1 + 2\nu)}{A} + \frac{Ld\rho}{A} \quad (5-8)$$

که با تقسیم این رابطه بر معادله (5-2) خواهیم داشت:

$$\frac{dR}{R} = \frac{dL}{L}(1 + 2\nu) + \frac{d\rho}{\rho} \quad (5-9)$$

طبق تعریف برای ضریب سنجه داریم:

$$(5-10)$$

$$\frac{dR/R}{dL/L} = 1 + 2\nu + \frac{dp/\rho}{dL/L}$$

(تغییر مقاومت به خاطر اثر پیروزیستانس) + (تغییر مقاومت بواسطه تغییر سطح مقطع) + (تغییر مقاومت بواسطه تغییر طول) = ضریب سنجه

اگر ضریب سنجه معلوم باشد، اندازه گیری کمیت dR/R منجر به محاسبه کرنش $\varepsilon = \frac{dL}{L}$ خواهد شد.

این رابطه اساس کار کرنش سنج مقاومتی است. در رابطه اخیر ترم $\left[\frac{\frac{dp}{\rho}}{\frac{dL}{L}} \right]$ را می توان به صورت $\pi_i E$

بیان کرد که π_i مبین ضریب پیزورزیستانس طولی و E مبین مدول الاستیسیته ماده است. در ضمن خاصیت π_i ماده می تواند منفی یا مثبت باشد. ضریب پواسون ν برای همه مواد همیشه بین ۰ تا ۰/۵ قرار دارد. کرنش سنج های مقاومتی در شکل های مختلفی موجودند که از جمله می توان به موارد زیر اشاره کرد:

۱- سنج های فلزی سیمی غیر مقید

۲- سنج های فلزی سیمی مقید

۳- سنج های فلزی ورقه ای^۱ مقید

۴- سنج های لایه نازک آبکاری شده با فلز در خلأ^۲

۵- سنج های لایه نازک پوشش داده شده با فلز^۳

۶- سنج های مقید نیمه رسانا

۷- سنج های نیمه رسانای افشانده

در حالت کلی کرنش سنج ها به دو صورت بکار گرفته می شوند: یکی برای آنالیز تنش ماشین آلات و سازه ها و دیگری در ترکیب به صورت ترانسدیوسرهای نیرو، فشار، گشتاور، جریان و غیره.

سنج های فلزی سیمی غیر مقید اغلب در ترانسدیوسرها بکار می روند و دارای قابلیت تنظیم برای پیش بار گذاری های اولیه کرنش سنج هستند. آن ها در یک مدار پل وتستون بکار گرفته می شوند. مطابق شکل (۱۴-۵) در پیش بار گذاری اولیه کرنش ها و مقاومت های چهار پایه پل در حالت عادی مساوی هستند، بنابراین به خاطر بالانس مقاومت ها ولتاژ خروجی $e_o = 0$ خواهد بود. در هنگام کاربرد برای ورودی های کوچک (کل درجه بندی ۰/۰۴mm)، کشش و فشار در دو سیم (فشار به معنی کاهش پیش بار کششی در نظر گرفته می شود و سیم ها فشرده نمی شوند) باعث تغییر مقاومت قابل ملاحظه در مدار پل و عدم تعادل و در نتیجه ولتاژ خروجی مناسب متناسب با حرکت ورودی می شود.

سیم ها از آلیاژهای مس- نیکل یا کروم- نیکل یا آهن ساخته می شوند و قطر آن ها حدود

1- Metal-Foil

2- Vacuum-deposited

3- Sputter-deposited

۰/۰۳mm است و قادر به تحمل ماکزیمم نیرویی در حدود ۰/۰۰۲N می باشد. ضریب سنجه آن ها بین ۲ تا ۴ و مقاومت الکتریکی هر یک از چهار بازوی پل در حدود ۱۲۰Ω تا ۱۰۰۰Ω است. ولتاژ تحریک حداکثر بین ۵ تا ۱۰V بوده و خروجی دستگاه در محدوده ی ۲۰ تا ۵۰mV می باشد.

سنجه های سیمی مقید که امروزه ورق های مقید جایگزین آن ها شده اند در هر دو کاربرد آنالیز تنش و ترانسدیوسرها به کار می روند. شبکه ای از سیم های ریز روی صفحه ای که در آن می خواهیم کرنش را اندازه بگیریم چسبیده می شود. در یک بستر مناسب سیم ها در اثر فشار کمانش نمی کنند، بنابراین اعمال کشش و فشار از حالت خنثی امکان پذیر است.

سنجه های مقید ورقه ای (فویلی) از جنس های مشابه سنجه های سیمی ساخته شده و معمولاً در هر دو کاربرد آنالیز تنش و ترانسدیوسرها به کار می روند. المان های حس کننده از ورقه هایی با ضخامت کمتر از ۰/۰۰۰۲in می باشد که به روش Photoetching تولید می شوند. این سنجه ها انعطاف پذیری مناسبی روی سطوح دارند. در شکل (۵-۱۵) سه نوع شبکه خطی با انتهای پهن تر به چشم می خورند. این تغییر مقطع ناگهانی باعث خنثی شدن آثار مربوط به اتصال ها و گوشه ها در شبکه می شود.

سنجه های لایه نازک آبکاری شده که با فلز پوشش داده شده اند معمولاً در ترانسدیوسرها بکار برده می شوند. در این ترانسدیوسرها، از ماده الاستیک مناسبی برای تبدیل کمیت موردنظر به کرنش موضعی استفاده می شود. هر دو فرآیند آبکاری و پوشش معمولاً مستقیماً روی المان سطح کرنش کننده شکل می گیرند و مانند سنجه های مقید به صورت مجزا در تماس نیستند.

در نوع آبکاری شده دیافراگم در محفظه ی خلأ با مقداری ماده عایق کننده قرار می گیرد. حرارت به محفظه داده می شود تا اینکه ماده ایزوله کننده تبخیر می شود و سپس چگالیده می شود. این امر باعث ایجاد یک لایه نازک از ماده دی الکتریک بر روی دیافراگم می شود و سپس شکل مناسبی از صفحات مقاومتی بر روی دیافراگم جایگزین می گردد. پروسه تبخیر و میعان با مواد فلزی سنجه تکرار شده و باعث ایجاد طرح موردنظر روی ماده عایق می شود.

در پروسه پوشش هم لایه دی الکتریک نازکی در خلأ بر روی تمامی سطح دیافراگم پاشیده می شود البته جزئیات این فرآیند بر حسب نوع آبکاری فرق می کند. سپس لایه ی کاملی از ماده فلزی بر روی لایه دی الکتریک پاشیده می شود. در این مرحله دیافراگم از محفظه خلأ خارج شده و طی انجام فرآیند

میکروایمیجینگ^۱ (که در آن از روکش فلزات حساس به نور استفاده می‌شود) قالب سنج ساخته می‌شود. سپس این قالب را به مخزن خلأ باز گردانیده و از تکنیک پاشش^۲ برای جدا کردن تمام لایه فلزی پوشیده شده که در پشت قالب قرار دارد استفاده می‌کنند. مقاومت و ضریب سنج سنج‌های لایه‌ای معمولاً شبیه ورق‌های مقید است.

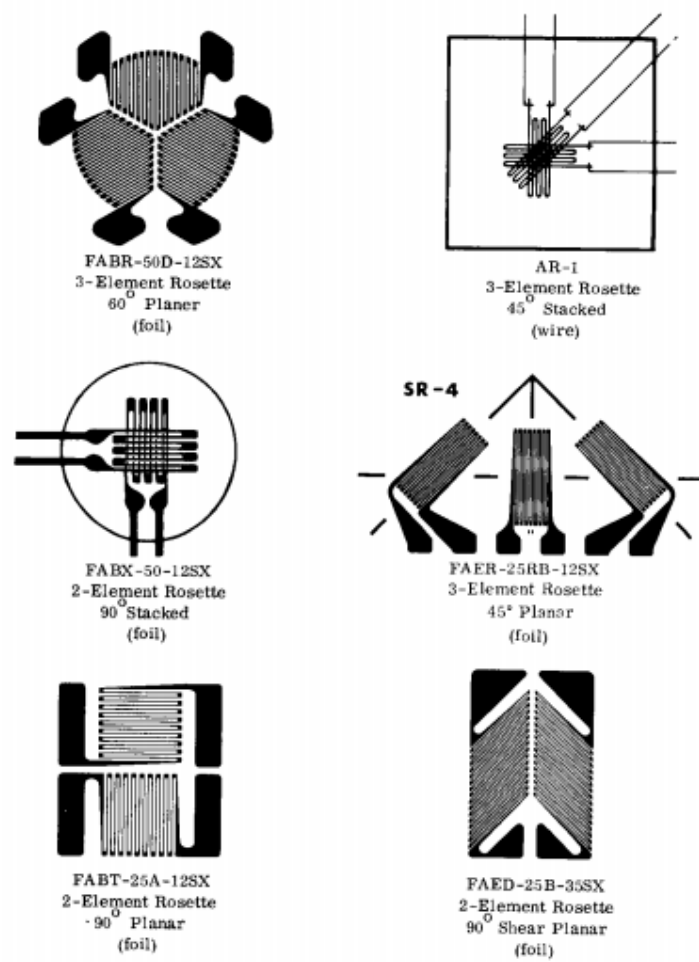
کرنش‌سنجی که برای محاسبه ضریب سنج خاصی بکار می‌رود را نمی‌توان در جای دیگر مورد استفاده قرار داد. بنابراین ضریب سنج مربوط به این نمونه در نقاط دیگر دقیق نیست. در عوض مقدار متوسط ضریب سنج تعدادی از کرنش‌سنج‌ها، که به صورت تصادفی اندازه‌گیری شده‌اند، به عنوان ضریب سنج کلیه نمونه‌ها در نظر گرفته می‌شود. این تعریف باعث بروز خطایی در حدود ۱٪ در ضریب سنج می‌شود. حداکثر کرنش اندازه‌گیری شده بین ۰/۵٪ تا ۴٪ است اما نمونه‌های خاصی قادر به اندازه‌گیری کرنش‌هایی به بزرگی $0.1\%/in/in$ می‌باشند.

دوام خستگی سنج‌ها بستگی به شرایط محیطی و بارگذاری دارد. به عنوان یک نمونه عددی، می‌توان به عمر ۱۰ میلیون سیکل بارگذاری تا $15\ \mu\epsilon \pm$ (تنشی به بزرگی $4500\ \text{Psi}$ در فولاد) برای سنج‌های ورقه‌ای (فویل گیج) اشاره کرد. سنج‌های مقید نیمه رسانا در محدوده‌ای حدود $20\ \mu\epsilon$ کار می‌کنند بنابراین می‌توان از آن‌ها در نقاط ناهموار و بعنوان ترانسدیوسرهای سریع استفاده کرد. این گونه سنج‌های ورقه‌ای احتیاج به المان‌های کاملاً الاستیک دارند.

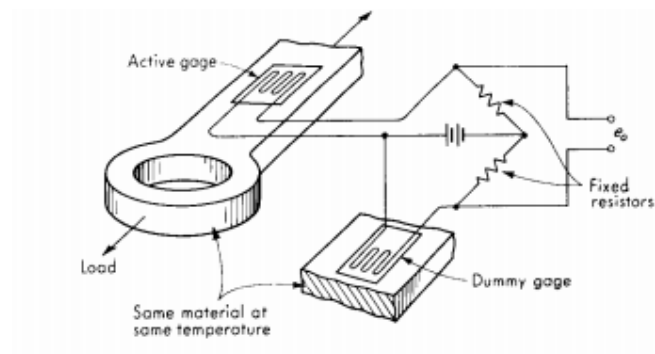
چسب‌های زیادی برای اتصال کرنش‌سنج‌ها به سطوح مورد اندازه‌گیری موجود است. سنج‌ها و اتصالات موجود قادر به کارکرد در محدوده‌ی $452^\circ\text{F} - (-269^\circ\text{C})$ تا $1500^\circ\text{F} (816^\circ\text{C})$ می‌باشند. برای دماهای کارکرد بالاتر استفاده از اتصالات جوشی توصیه می‌شود. بسیاری از چسب‌ها در دمای اتاق محکم می‌شوند اما برخی احتیاج به پخته شدن دارند. زمان سفت شدن چسب از چند دقیقه تا چند روز تغییر می‌کند. کیفیت اتصال چسب و کرنش‌سنج در کارکرد آن خصوصاً در دماهای بالا و رطوبت زیاد نقش حساسی دارد. برای کاربردهای طولانی مدت بکارگیری پوشش‌های محافظ و ضدآب اهمیت ویژه‌ای دارد و قابلیت اعتماد را بالا می‌برد.

علاوه بر کرنش‌سنج‌های تک المانی، سنج‌های ترکیبی به نام روزت (شکل ۱۶-۵) نیز در اشکال مختلفی برای آنالیز خاص تنش در ترانسدیوسرها بکار می‌روند.

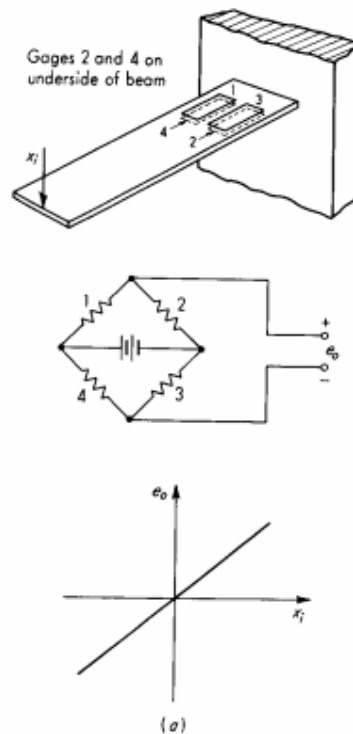
1- micro imaging technique
2- Sputtering technique



شکل (۵-۱۶) کرنش سنج‌های روزت



شکل (۵-۱۷) جبران اثر دما در کرنش سنج‌ها



شکل (۱۸-۵) استفاده از کرنش سنج در تیرها

هنگامی که کاربرد سنجه‌ها به گونه‌ای باشد که مجبور باشیم تعدادی از کرنش سنج‌های تک المانی را پشت سر هم بچینیم استفاده از یک کرنش سنج روزت ساده‌تر خواهد بود. استفاده از این نوع کرنش سنج برای آنالیز تنش یک سطح در موقعی که مقدار و جهت تنش‌ها و کرنش‌ها نامشخص‌اند، موجب سادگی کار می‌شود. تئوری نشان می‌دهد که با بکارگیری کرنش سنج روزت با سه المان کلیه مجهولات مذکور به دست می‌آیند. از آنجا که گاهی لازم است آنالیز تنش در یک نقطه صورت گیرد به صورت ایده‌آل هر سه المان روزت باید روی هم در نقطه موردنظر قرار گیرند. این ترکیب ساندویچی را روزت انباشته می‌گویند. بکارگیری روزت انباشته موجب دور شدن المان‌های اندازه‌گیر از سطح موردنظر و کاهش اثرات دفع حرارت می‌شود اما از طرف دیگر استفاده از این نوع روزت باعث انباشتگی حرارتی داخل سنجه می‌شود. بنابراین در مواردی که این تاثیر زیاد باشد مجبور به استفاده از روزت‌های ساده هستیم.

درجه حرارت کارکرد یک کرنش سنج یکی از فاکتورهای ورودی مهم محسوب می‌شود. زیرا

مقاومت الکتریکی با هر دو کمیت دما و کرنش تغییر می‌کند. از آنجایی که تغییرات مقاومت با دما در مقایسه با تغییرات مقاومت با کرنش‌های معمول قابل ملاحظه است، مساله دمای اندازه‌گیری اهمیت ویژه‌ای دارد.

دمای کارکرد بستگی زیادی به نحوه پخش حرارت، عایق‌بندی‌ها و فلز سنجه دارد. اثر مربوط به دما را می‌توان به شیوه‌های مختلفی جبران نمود. شکل (۵-۱۷) نشان می‌دهد که یک سنجه غیرفعال مشابه با سنجه فعال را بر روی ماده‌ای از جنس ماده‌ی سنجه فعال می‌چسبانند. بنابراین دمای کارکرد این سنجه غیرفعال با دمای کارکرد سنجه فعال یکی می‌شود. این دو سنجه در یک مجموعه مقاومتی پل وتستون قرار می‌گیرند.

با این کار اثر مربوط به دمای کارکرد و پخش حرارت روی سنجه فعال از بین می‌رود. تکنیک دیگر استفاده از مواد مخصوص با ویژگی‌های انتقال حرارتی خاص می‌باشد تا اثر مربوط به دما را از بین ببرند. همچنین دما را می‌توان به عنوان یک ورودی تعریف شده که باعث تغییر ضریب سنجه می‌شود در نظر گرفت. این اثر در سنجه‌های فلزی معمولاً کم است، مگر در تغییر دماهای زیاد که این میزان قابل توجه می‌شود. سنجه‌های نیمه رسانا معمولاً در این مورد مؤثرتر عمل می‌کنند. با آنکه آثار مربوط به دما باید در نظر گرفته شوند اما در عمل کرنش‌سنج‌ها در محدوده‌ی بین دمای هلیوم مایع 4°R تا حدود دمای 2000°F با استفاده از تجهیزات ویژه با موفقیت بکار گرفته شده‌اند. استفاده مستقیم از کرنش‌سنج‌های مقید برای اندازه‌گیری تغییر مکان‌های (کرنش) کوچک مناسب است. برای اندازه‌گیری تغییر مکان‌های بزرگ می‌توان کرنش‌سنج را به المانی انعطاف پذیر مثل پایه یک تیر متصل نمود و تغییر مکان مجهول را به سر تیر اعمال نمود. برای درجه‌بندی می‌توان تغییر مکان مشخص را به انتهای تیر اعمال کرد و ولتاژ خروجی پل وتستون را اندازه گرفت. بنابراین لازم نیست ضریب سنجه مشخص باشد. شکل (۵-۱۸-الف) جزئیات این مورد را نشان می‌دهد. ترکیب نشان داده شده دارای مکانیزم جبران اثر دما بدون بکارگیری سنجه غیرفعال است و دارای حساسیتی تا چهار برابر انواع دیگر می‌باشد که این افزایش حساسیت ناشی از ترتیب خاص مقاومت‌ها در پل وتستون است. این گونه سنجه‌ها دارای دقت 0.1% کل درجه‌بندی می‌باشند.

یکی از کاربردهای مهم کرنش‌سنج‌ها در اکستنسومترها می‌باشد که این وسایل در ماشین‌های تست مواد بکار می‌روند. شکل (۵-۱۸-ب) یک دستگاه ثابت برای نوعی کرنش‌سنج را که در یک اکستنسومتر تجارتي بکار رفته است نشان می‌دهد. شکل (۵-۱۹) شماتیک ساده شده همین دستگاه را

نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود اکستنسومتری که در تماس با ماده مورد آزمایش می‌باشد به همراه یک فنر تیغه‌ای که طول سنج را مشخص می‌کند (حدود ۱in)، برای مشخص کردن تغییر مکان‌ها به کار برده می‌شود. به این ترتیب پس از بارگذاری می‌توانیم تغییر مکان بین دو لبه تیغه را اندازه بگیریم و کرنش را از روی نسبت تغییر مکان اندازه‌گیری شده به طول نمونه محاسبه کنیم. در بکارگیری اکستنسومترهای طراحی شده به این طریق باید نیروی کمی به نمونه‌ها اعمال کرد (در مقایسه با نیروی اعمالی به نمونه آزمایش). همچنین کرنش در سنج‌ها باید به اندازه کافی بزرگ باشد (حدود $1500\mu\epsilon$) تا نتیجه موردنظر را به خوبی نشان دهد.

رابطه‌ی (۵-۱۱) یک مدل آنالیز مناسب است که بر مبنای فرمول‌های مقاومت مصالح برای بیم‌های یکسر در گیر با بار خمشی خالص بیان شده است:

$$t = \frac{L_B L_M \epsilon_{des}}{X_{Fs}} \quad F = \frac{2EI X_{Fs}}{L_B L_M^2} \quad (5-11)$$

در این رابطه ϵ_{des} حداکثر کرنشی است که کرنش‌سنج براساس آن طراحی شده است. X_{Fs} تغییر مکان در نظر گرفته شده برای کل درجه‌بندی اکستنسومتر موردنظر، E مدول الاستیک ماده متشکله بیم، I معرف ممان اینرسی سطح مقطع بیم و F نیروی محوری اعمالی به اکستنسومتر می‌باشد.

پاسخ دینامیکی کرنش‌سنج‌های مقید با در نظر گرفتن تغییرات مقاومت بازا تغییرات کرنش روی سطح مورد بررسی، بسیار خوب است. آثار دینامیکی انتشار امواج نیز در چسب و سیم‌های کرنش‌سنج تا فرکانس‌های حدود 5000Hz قابل چشم‌پوشی است. بنابراین یک سیستم مرتبه صفر به عنوان یک مدل دینامیکی مناسب خواهد بود. اما تاثیر مربوط به چسب و رشته سیم‌های کرنش‌سنج در مورد اجزای بسیار نازک و ظریف چشمگیر است. این اجزاء موقع نصب کرنش‌سنج و قبل از آن سختی‌های متفاوتی از خود نشان می‌دهند که البته تکنیک‌های مناسبی برای حل این مشکل وجود دارد.

ولتاژ خروجی از مدارهای کرنش‌سنج بسیار کم است (از چند میکرو ولت تا چند میلی ولت) و بنابراین احتیاج به تقویت کردن دارد. به طور مثال می‌توان در اندازه‌گیری تنش‌هایی تا 1000psi در فولاد از یک مدار پل که سنج فعال آن مقاومت 120Ω و ضریب سنج ۲ دارد استفاده کرد. اگر حداکثر شدت جریان مجاز گذرنده از مقاومت‌های پل 30mA باشد ولتاژ غیر تعادلی پل عبارت خواهد بود از:

$$e_{em} = (240)(0.030) = 7.2(V) \quad (5-12)$$

مقدار کرنش برابر با $3/33 \times 10^{-5} = 1000/(30 \times 10^6)$ است بنابراین داریم:

$$\Delta R = (gagfactor)(\epsilon) = (2)(3.33 \times 10^{-5})(120) = 7.99 \times 10^{-3} \Omega$$

و برای محاسبه ولتاژ تحویلی پل خواهیم داشت:

$$e_o = e_{em} \frac{1}{4R} \Delta R = \frac{(7.2)(7.99 \times 10^{-3})}{480} = 0.12 mV \quad (5-13)$$

علاوه بر محدودیت‌هایی که در بکارگیری سنج‌ها داریم، کمترین کرنش قابل اندازه‌گیری بستگی به اغتشاشات حرارتی یا اغتشاشات جانسون نیز دارد. ولتاژ تولید شده در هر مقاومت به خاطر حرکت تصادفی الکترون‌های آن باعث ایجاد ولتاژی با دانسیته $4KRT$ (ولت بر هرتز مربع) می‌شود.

$$k \Delta = 1.38 \times 10^{-23} J / K \quad (5-14)$$

$$T \Delta \text{ (کلوین k)} \quad (5-15)$$

$$R \Delta \text{ (مقاومت اهم } \Omega) \quad (5-16)$$

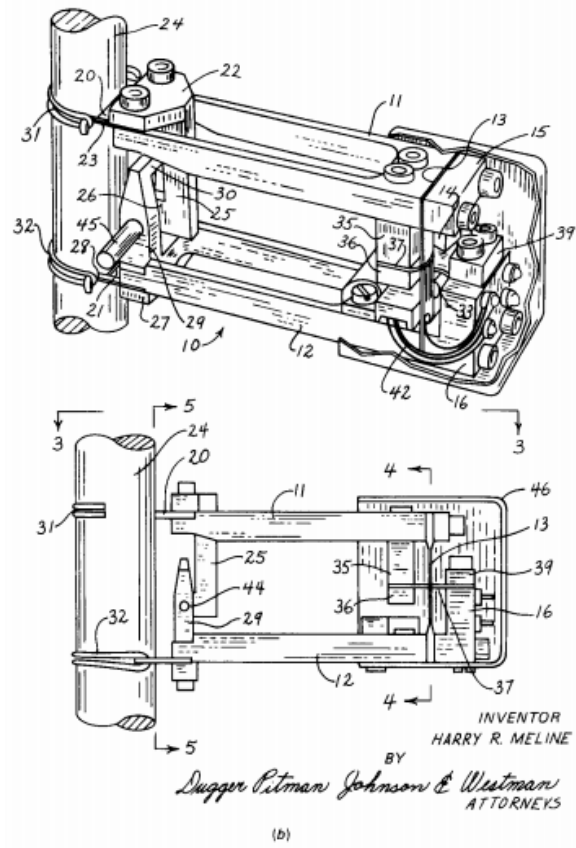
بنابراین اگر این ولتاژ را با یک اسلیسکوپ با نویز فرضی نامحدود و پهنای باند ΔF (Hz) اندازه‌گیری کنیم ولتاژ rms از قرار زیر خواهد بود:

$$E_{noise,rms} = \sqrt{4KTR\Delta F} (V) \quad (5-17)$$

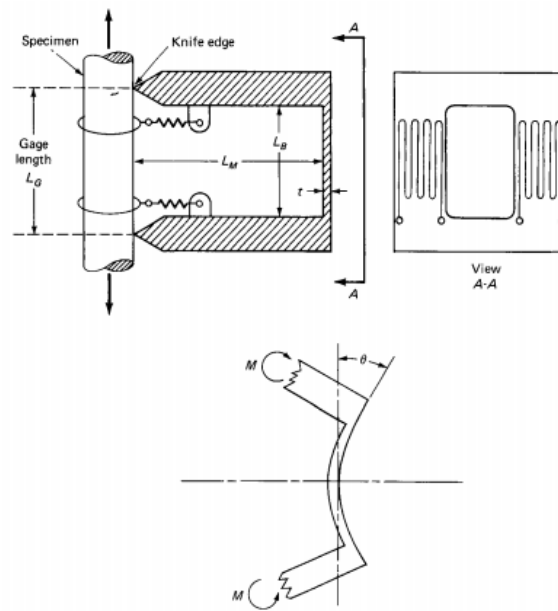
به عنوان مثال کرنش سنجی با مقاومت 120Ω در دمای $300 K$ روی پهنای باندی در حدود $100000 Hz$ موجب ایجاد ولتاژ اغتشاش rms در حدود $0.45 \mu V$ خواهد شد. از مقایسه این مقدار با ولتاژ ناشی از اعمال تنش $1000 psi$ که در محاسبات قبلی بررسی شد، دیده می‌شود که سیگنال اغتشاش در مقایسه با مقدار ولتاژ تحویلی به نسبت $120:0.45$ یا $267:1$ است. حال در نظر بگیرید که بخواهیم در یک محدوده $1000 psi$ مقدار $7 psi$ را اندازه بگیریم. در این صورت سیگنال خروجی $0.12 \mu V$ خواهد بود که کمتر از سیگنال اغتشاش است و این موجب گم شدن سیگنال خروجی در اغتشاشات خواهد شد. تقویت سیگنال هم در این مورد مفید واقع نمی‌شود چون هم سیگنال مطلوب و هم اغتشاش هر دو تقویت می‌شوند. در این مثال ساده در مورد وجود تکنیک‌هایی برای کاهش تاثیر اغتشاش صحبت نشد تا محدودیت‌های موجود به طور واضح به چشم بخورند. در عمل وجود اغتشاشات مربوط به اثر جانسون و دیگر اغتشاشات موجب محدود شدن حساسیت و دقت سیستم اندازه‌گیری می‌شوند. برای درک بهتر مشکلات نصب کرنش سنج‌ها بهتر است به کاربردهای آن‌ها در صنایع توجه شود. به طور مثال این کرنش سنج‌ها روی لوله‌های حاوی مواد خیلی داغ، کناره‌های سکوها، حفاری، تونل‌ها، سدها، مخازن حاوی مواد هسته‌ای، خطوط لوله حاوی بخار، توربین‌های گاز و غیره بکار برده می‌شوند. شکل (5-18) نحوه قرار گرفتن سنج فعال و غیرفعال را در یک مجموعه که با واسطه‌هایی روی نمونه

مورد آزمایش قرار می گیرند نشان می دهد.

آخرین موضوعی که در این قسمت در مورد آن صحبت می شود هرچند مستقیماً مربوط به کرنش سنج نیست اما به خاطر کاربرد آن در آنالیز تنش و آنالیز شکست و اهمیتی که مکانیک شکست دارد مورد بررسی قرار گرفته است. در مطالعات مربوط به این موضوع، اندازه گیری طول ترک طی آزمایش های استاندارد و نحوه ی رشد آن با زمان مورد بررسی قرار می گیرد. «ترک سنج» یک ورق فلزی نازک مانند یک کرنش سنج عادی است که دارای وسایل اندازه گیری هندسی برای بررسی مکانیک شکست می باشد. نحوه کار به این ترتیب است که جریان ثابتی از ترک منبع می گذرد. وقتی که ترک شروع به رشد کرد مقاومت سنج افزایش یافته و طی آن ولتاژ نیز به طور خطی با طول ترک افزایش می یابد. سنج ها در طول هایی بین ۵ تا ۱۰۰mm موجود می باشند. از دیگر وسایلی که غیر از کرنش سنج معرفی می کنیم و سیله ای برای اندازه گیری عمر خستگی است. «خستگی سنج» نیز شبیه کرنش سنج است و فرآیند ساخت آن هم به کرنش سنج شبیه است، منتها رفتار الکتریکی آن متفاوت است. به این ترتیب که تحت تاثیر یک سری کرنش نوسانی با دامنه ی ثابت مقاومت المان خستگی سنج طی بارگذاری و باربرداری در هر سیکل افزایش می یابد تا اینکه شکست خستگی اتفاق می افتد. مقاومت اولیه معمولاً حدود 100Ω است و در پایان عمر، مقاومت ماده به حدود 108Ω می رسد. اگر دامنه نوسانات افزایش یابد، مقاومت المان خستگی سنج در هر سیکل به میزان بیشتری زیاد می شود.



شکل (۵-۱۸) دنباله



شکل (۵-۱۹) اکستنسومتر

۶-۵- ترانسفورماتورهای تفاضلی

شکل (۵-۲۰) شماتیکی از مدار و دیاگرام‌های ترانسفورماتورهای متغیر تفاضلی خطی و دورانی (LVDT) را نشان می‌دهد. ولتاژ تحریک معمولاً به شکل کاملاً سینوسی است و مقدار آن بین ۳ تا ۱۵V rms با دامنه فرکانس آن بین ۶۰ تا ۲۰۰۰۰Hz می‌باشد. دو سیم‌پیچ یکسان در ثانویه مدار قرار دارد که ولتاژهای سینوسی یکسان و هم فرکانسی از آن‌ها عبور می‌کند، البته دامنه با تغییر موقعیت هسته آهنی تغییر می‌کند. وقتی دو سیم‌پیچ ثانویه در اتصال سری باشند تغییر مکان خیلی کم ($x_i \approx 0$) باعث می‌شود که ولتاژ خروجی e_o صفر شود. حرکت هسته از وضعیت خنثی (میانی) باعث القای ولتاژ بزرگی در یک سیم‌پیچ و ولتاژ کوچکتری در سیم‌پیچ دیگر می‌شود و بنابراین دامنه ولتاژ خروجی e_o یک تابع خطی از موقعیت هسته آهنی خواهد بود. معمولاً بسته به فرکانس، e_{ex} با ولتاژ تحریک هم‌فاز می‌باشد. این فرکانس برای هر LVDT مقدار مشخصی است که مقدار عددی آن را سازنده مشخص می‌کند. اگر این ترانسفورماتور را با وسایل نشانگر خروجی به کار برند تنها نیاز به اختلاف فاز کوچکی بین e_o و e_{ex} می‌باشد (برخی سیستم‌های تقویت‌کننده این اختلاف فاز را لازم دارند). تحریک مدار در فرکانس مناسب این مشکل را حل می‌کند و اگر ولتاژ خروجی مستقیماً به یک AC سنج و یا یک اسلیسکوپ متصل شود، این شیفت فاز مشکلی ایجاد نخواهد کرد. شکل (۵-۲۱) نحوه آنالیز این حلقه‌ی مدار با منطق مداری در حلقه‌ها (قانون کیرشلف) را نشان می‌دهد. اگر ولتاژ خروجی e_o صفر باشد رابطه زیر به دست می‌آید:

$$i_p R_p + L_p \frac{dip}{dt} - e_{ex} = 0 \quad (۵-۱۸)$$

حال ولتاژ القایی در سیم‌پیچ‌های ثانویه را محاسبه می‌کنیم:

$$\begin{aligned} e_{s_1} &= M_1 \frac{dip}{dt} \\ e_{s_2} &= M_2 \frac{dip}{dt} \end{aligned} \quad (۵-۱۹)$$

که M_1 و M_2 اندوکیسیون مغناطیسی مخصوص سیم‌پیچ‌ها هستند.

ولتاژ خالص ثانویه یعنی e_s برابر خواهد بود با:

$$e_s = e_{s_1} - e_{s_2} = (M_1 - M_2) \frac{dip}{dt} \quad (۵-۲۰)$$

ضریب اندوکیسیون مغناطیسی مخصوص خالص یعنی $M_1 - M_2$ کمیتی است که به طور خطی با

جابجایی هسته تغییر می کند و برای یک موقعیت خاص هسته داریم:

$$e_o = e_s = (M_1 - M_2) \frac{D}{L_p D + R_p} e_{ex} \quad (5-21)$$

و بنابراین داریم:

$$\tau_p = \frac{L_p}{R_p} \quad (5-22)$$

که

$$\frac{e_o}{e_{ex}}(D) = \frac{[(M_1 - M_2) / R_p] D}{\tau_p D + 1}$$

و در پاسخ فرکانسی خواهیم داشت:

$$\frac{e_o}{e_{ex}}(i\omega) = \frac{\omega(M_1 - M_2) / R_p}{\sqrt{(\omega\tau_p)^2 + 1}} \angle \phi, \quad \phi = 90 - \tan^{-1}(\omega\tau_p) \quad (5-23)$$

که ϕ بیانگر وجود اختلاف فازی بین e_o و e_{ex} می باشد. اگر یک وسیله اندازه گیری ولتاژ با مقاومت

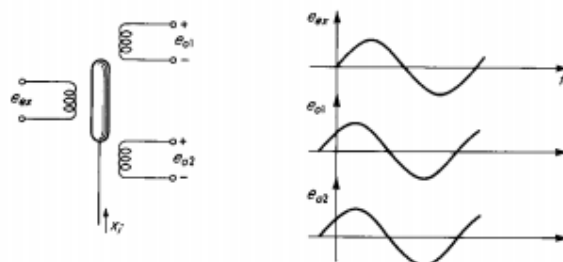
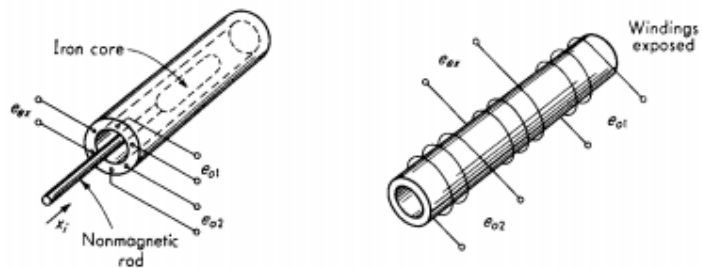
داخلی R_m به خروجی متصل شود جریان i_s در آن جاری شده و می توان نوشت:

$$i_p R_p + L_p D i_p - (M_1 - M_2) D i_s - e_{ex} = 0 \quad (5-24)$$

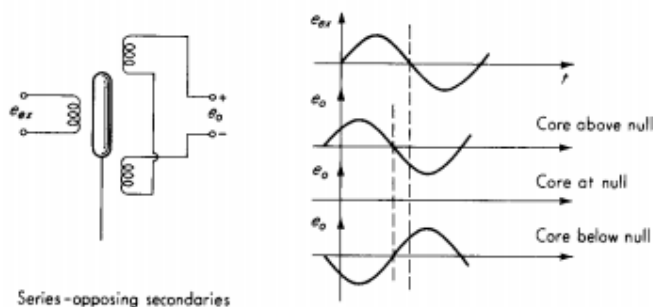
$$(M_1 - M_2) D i_p + (R_s + R_m) i_s + L_s D i_s = 0 \quad (5-25)$$

که در نتیجه می توان نوشت:

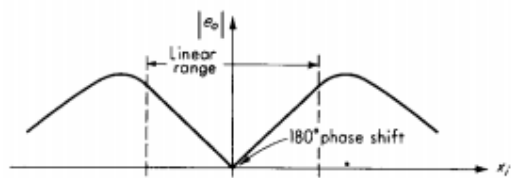
$$\frac{e_o}{e_{ex}}(D) = \frac{R_m (M_2 - M_1) D}{[(M_1 - M_2)^2 + L_p L_s] D^2 + [L_p (R_s + R_m) + L_s R_p] D + (R_s + R_m) R_p} \quad (5-26)$$



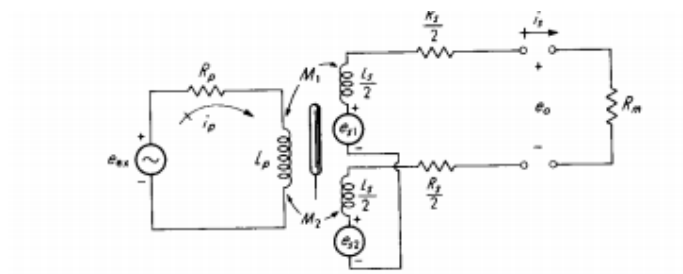
Core in null position



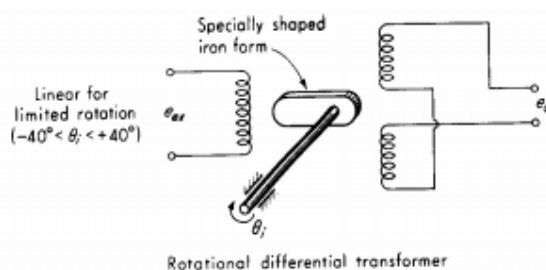
Series-opposing secondaries



شکل (۵-۲۰) ترانسفورماتور تفاضلی (LVDT)



شکل (۵-۲۱) آنالیز مدار LVDT



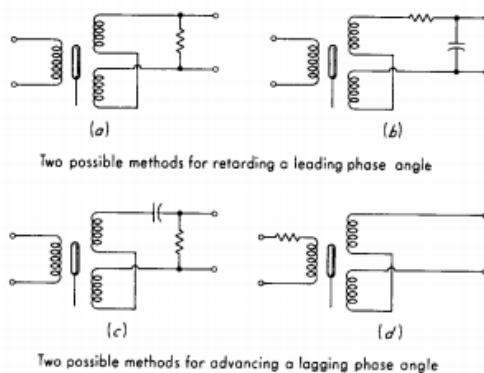
شکل (۵-۲۰) ادامه

از آنجایی که پاسخ فرکانسی $(e_o / e_{ex})(i\omega)$ دارای زاویه فاز $+90^\circ$ در فرکانس‌های کم و زاویه فاز -90° در فرکانس‌های بالا می‌باشد، در ناحیه‌ای بین این دو، اختلاف فاز صفر خواهد شد. حال اگر به دلایلی فرکانس تحریک نتواند با این مقدار تنظیم شود تأثیری مشابه شکل (۵-۲۲) به مدار اعمال می‌شود که اثر آن مانند حالت قبل است. در حالی که ولتاژ خروجی در وضعیت خنثای آهسته آهسته به صورت ایده‌آل صفر است اما هارمونی‌ها در ولتاژ تحریک و ظرفیت خازنی کوپله شده بین اولیه و ثانویه معمولاً موجب ایجاد ولتاژ کم ولی غیر صفری در همان وضعیت می‌شوند. در شرایط عادی مقدار این ولتاژ کمتر از ۱٪ کل درجه‌بندی ولتاژ خروجی است و قابل چشم‌پوشی می‌باشد. موقعی که سیستم دارای تنظیم‌کننده مناسب باشد شیوه‌هایی برای حذف این اثر وجود دارد. در ابتدا اگر ولتاژ تحریک متعادلی در دسترس باشد، اتصالات نشان داده شده مطابق شکل (۵-۲۳-الف) باید صورت بگیرند. علامت زمین برای کاهش اثر خازنی کوپله شده بین سیم‌پیچ‌های اولیه و ثانویه بکار رفته است و اگر منبع ولتاژ مرتبط با زمین موجود نباشد، می‌توان از مداری که در شکل (۵-۲۳-ب) نشان داده شده است استفاده کرد. موقعی که هسته در وضعیت خنثی قرار دارد، ضمن اتصال یک وسیله مناسب نمایش دهنده، پتانسیومتر را آنقدر تغییر می‌دهیم تا حداقل ولتاژ در وضعیت خنثی خوانده شود. مقادیر R_p و R اهمیت زیادی ندارند اما باید در حد امکان کوچک باشند تا اتلاف انرژی را به حداقل برسانند.

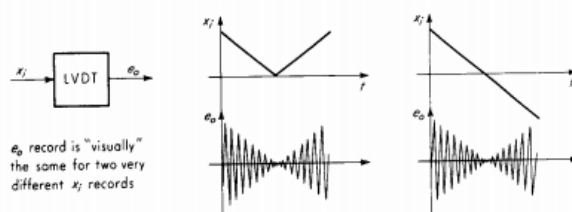
خروجی یک ترانسفورماتور تفاضلی یک موج سینوسی است که دامنه آن متناسب با جابجایی هسته آهسته است. اگر این خروجی به یک ولتمتر AC متصل شود، مقدار خوانده شده را می‌توان مستقیماً برای جابجایی درجه‌بندی نمود. این شیوه برای اندازه‌گیری جابجایی‌های استاتیکی و یا جابجایی‌هایی با سرعت خیلی کم بکار می‌رود. این جابجایی به هر طرف که باشد (از وضعیت خنثی) تفاوت نمی‌کند، منتها علامت ولتاژ از یک طرف حالت خنثی به طرف دیگر با 180° تغییر فاز همراه خواهد بود. بنابراین بدون بررسی نمی‌توان گفت که بازا یک ولتاژ خوانده شده حرکت به کدام طرف

بوده است. همچنین اگر حرکت سریع باشد قسمت نمایش دستگاه نمی تواند به سرعت حرکت را دنبال کند و آن را نمایش دهد و باید از یک اسیلوگراف یا اسیدسکوپ برای نمایش خروجی استفاده کرد. این و سایل امواج واقعی خروجی را به صورت امواج تقویت شده سینوسی ضبط می کنند که معمولاً مورد نیاز نیستند. آنچه که مورد نظر است این است که ولتاژ خروجی شبیه حرکت مکانیکی اندازه گیری شده باشد (نه به طور سینوسی). برای دستیابی به این امر انجام عملیات نامتعادل کردن و فیلتر کردن روی سیگنال مورد نظر لازم است. مدارهای زیادی برای این منظور موجودند در اینجا یکی از ساده ترین آن ها شرح داده می شود. برای این منظور هر چهار سر خروجی LVDT باید متصل شوند. شیوه دیگری نیز وجود دارد که در آن چهار سر به صورت سری مخالف متصل می شوند ولی در این مورد کاربرد ندارند.

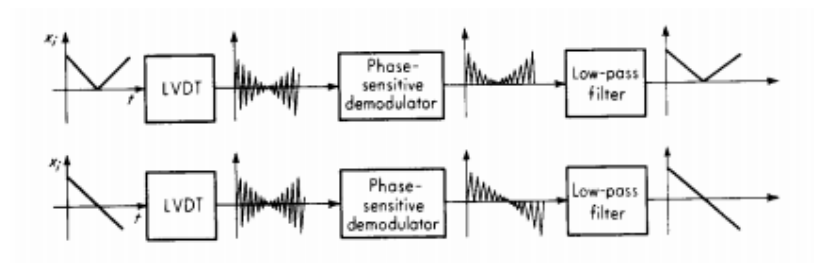
شکل (۲۴-۵ الف) نشان دهنده مدار مورد نظر برای تجزیه جریان با استفاده از چند دیود است. حالت ایده آل جریان خروجی یک جهتی است، بنابراین وقتی که f مثبت و e منفی است جهت جریان به صورت $efgcdhe$ بوده و هنگامی که f منفی و e مثبت است جهت جریان $ehcdgfe$ می باشد. بنابراین جریان گذرنده از R همیشه از طرف c به d خواهد بود. موقعیت مشابهی نیز برای دیود پایینی وجود دارد.



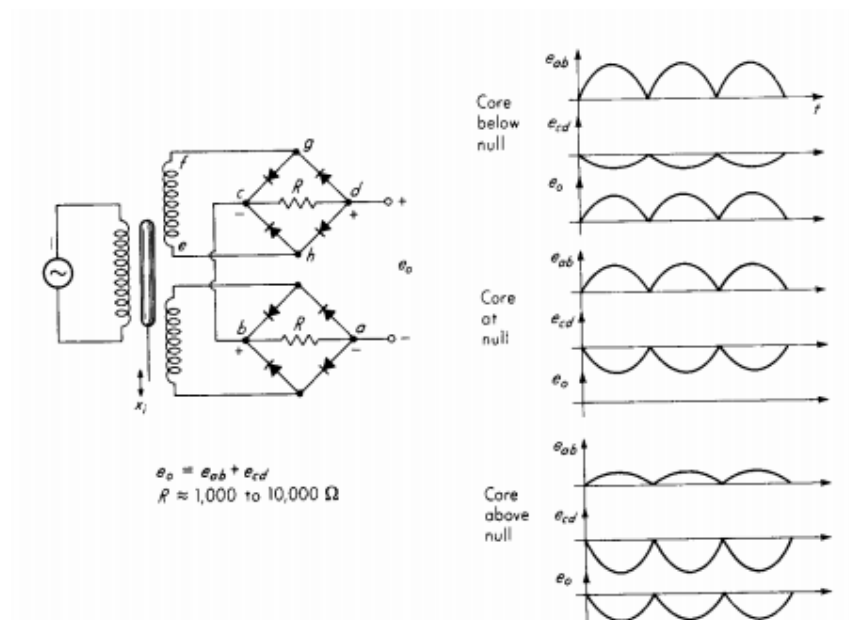
شکل (۲۲-۵) مدار تنظیم اختلاف فاز



(الف)



(ب)



(ج)

شکل (۲۴-۵) تجزیه فرکانس و فیلتر کردن در LVDT

برای تغییر مکان‌های استاتیکی یا خیلی آرام ولتاژ خروجی e_o مستقیماً با یک ولتمتر DC قابل اندازه‌گیری است. ولتمتر نمایشگر مشابه یک فیلتر پایین‌گذر الکترومکانیکی عمل کرده و مقداری در حدود میانگین ولتاژ سینوسی یک طرفه e_o را نشان می‌دهد. اگر هدف اندازه‌گیری تغییر مکان در هر دو طرف وضعیت خنثی باشد، یک ولتمتر با صفر در وسط درجه‌بندی احتیاج است. برای اندازه‌گیری حرکات سریع هسته، این وسیله غیر قابل استفاده خواهد بود چون که نمایشگر قادر به تعقیب این تغییرات سریع نیست. حد این تغییرات حدود ۱ Hz است. بنابراین مطابق شکل (۲۴-۵ ج) یک فیلتر پایین‌گذر که فرکانس‌های کمتر از x_i را گذر دهد و فرکانس‌های بالاتر را حذف کند لازم می‌باشد. طراحی چنین فیلتری با ساختن یک LVDT با فرکانس تحریک بالاتر از فرکانس x_i براحتی انجام می‌شود.

برای نسبت فرکانس ۱۰:۱ یا بیشتر، استفاده از یک فیلتر ساده RC مطابق شکل (۲۵-۵ الف) مناسب است. خروجی این فیلتر ورودی یک اسیلوگراف یا اسیلسکوپ خواهد بود. به طور مثال فرض کنید که می‌خواهیم حالت گذرای x_1 را اندازه بگیریم. اگر تبدیل فوریه برای فرکانس‌های بیش از ۱۰۰۰Hz نامعین بوده و یک سیستم LVDT با فرکانس حاصل از ترکیب جزءهای مناسب موجود باشد؛ در محدوده فرکانسی ۱۲۰۰۰ تا ۲۱۰۰۰Hz (با فرض اینکه نوسان موردنظر در فرکانس ۱۲۰۰۰Hz یا بالاتر بیش از ۵٪ نباشد) ثابت زمانی فیلتر $\tau_f = R_f.C_f$ را می‌توان این گونه محاسبه نمود:

$$0.05 = \frac{1}{\sqrt{[(19000)(6.28)\tau_f]^2 + 1}} \quad (5-27)$$

$$\tau_f = 0.00017S \quad (5-28)$$

در فرکانس‌های حرکتی بزرگتر (بیش از ۱۰۰۰Hz) این فیلتر دارای نسبت دامنه ۰/۶۸ و تغییر فاز ۴۷°- می‌باشد. بنابراین در فرکانس‌های بالا وجود فیلتر باعث بدتر شدن وضعیت گذرای x_1 خواهد شد. با بکارگیری فیلتری مناسب‌تر (دارای نقطه شکست تیزتر) این مشکل حل می‌شود.

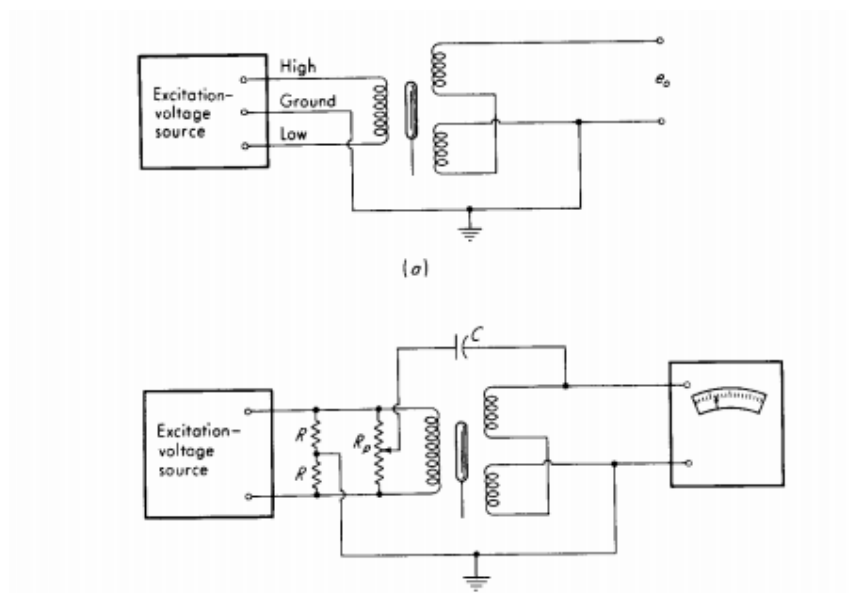
فیلتر پایین‌گذر با دو طبقه‌ی RC نشان داده شده در شکل (۲۵-۵ ب) را در نظر بگیرید. مقدار τ_f برای ۵٪ نوسان برابر خواهد بود با:

$$0.05 = \frac{1}{\sqrt{[(19000)(6.28)\tau_f]^2 + 1}} \quad (5-29)$$

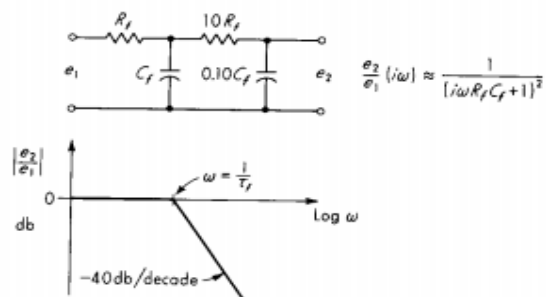
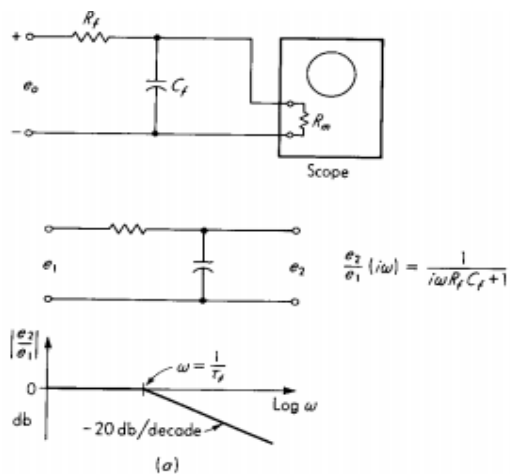
$$\tau_f = 0.000037 S \quad (5-30)$$

حال در فرکانس ۱۰۰۰Hz نسبت دامنه ۰/۹۴ و تغییر فاز ۲۶°- می‌باشد. تغییر زاویه فاز این فیلتر از فرکانس $\omega = 0$ تا $\omega = 6/28 \text{ rad/s}$ تقریباً خطی است و نسبت دامنه تقریباً صاف است (از ۱ تا ۰/۹۴). فرم امواج در وضعیت گذرای سیستم با یک تاخیر زمانی (زمان مرده) در حدود $26 / [(57/3)(6280)] = 72 \mu\text{Sec}$ قابل بازسازی است. این محاسبات برای به‌دست آوردن مقدار ثابت زمانی مناسب τ_f مفید بوده اما برای محاسبه R_f و C_f به صورت مستقیم مناسب نیست. در حین گذر از مدار تجزیه‌کننده^۱ به فیلتر و سپس به اسیلسکوپ، تابع انتقال هر المان می‌تواند در صورتی که علامات مربوط به هر کدام رعایت شوند، در هم ضرب شود. اگر مقدار مقاومت از ۱۰ به ۱ برای هر مرحله امکان پذیر باشد، چون مقاومت ورودی یک اسیلسکوپ در حدود $10^6 \Omega$ است، مقاومت R_f (طبق

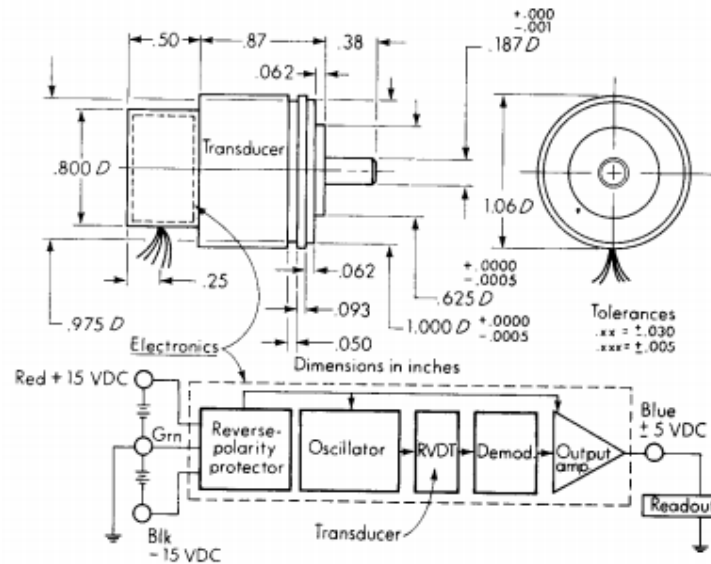
شکل (۵-۲۵) ب) که در آن $10^5 \Omega = R_f = 10^4 \Omega$ است برابر $10^4 \Omega$ خواهد بود. در شکل (۵-۲۴) ج) مقاومت تجزیه کننده R در حدود $10^3 \Omega$ است و بقیه مجهولات نیز زنجیروار قابل محاسبه اند.



شکل (۵-۲۳) کاهش ولتاژ در وضعیت خشی LVDT



شکل (۵-۲۵) پاسخ فرکانس فیلتر شده برای LVDT



شکل (۲۶-۵) مدار الکتریکی یک LVDT

اگر مقدار R_f برابر $10^4 \Omega$ باشد مقدار C_f برابر با $0.0037 \mu F = (37 \times 10^{-6}) / 10^4$ خواهد بود. گستره کارکرد ترانسفورمرهای تفاضلی تجارتي موجود در بازار معمولاً بین $\pm 0.005 \text{ in}$ تا حدود $\pm 3 \text{ in}$ می باشد و گستره های خارج از این محدوده جزء LVDT های خاص اند. خطای غیرخطی بودن معمولاً حدود 0.5% کل درجه بندی است و با امکان انتخاب موقعیت هسته تا 0.1% کل درجه بندی کاهش می یابد. حساسیت برای تحریک های عادی بین ۳ تا ۶ ولت در حدود 0.6 تا 30 mV (به ازاء تغییر مکان 0.001 in) است که وابسته به فرکانس تحریک و نحوه حرکت هسته می باشد. در فرکانس های بالاتر حساسیت بیشتر و کورس های کوچکتر حساسیت بالاتری به وجود می آورند. برخی از این ترانسیدو سرها دارای حساسیتی به بزرگی ۱ تا $1/5 \text{ V}$ به ازاء ورودی 0.001 in می باشند. در این موارد ولتاژ خروجی با جابجایی به صورت پیوسته تغییر کرده و با تقویت ولتاژ خروجی اندازه گیری هایی در حد میکرواینچ ممکن خواهد بود.

از آنجا که هیچ تماسی بین هسته و سیم پیچ وجود ندارد هیچ گونه اصطکاک و خوردگی نیز نخواهیم داشت. نیروهای مغناطیسی شعاعی و مماسی، اگر در وضعیت خنثی نباشند، به صورت نیروهای ضعیفی وارد می شوند. اثر طبیعی نیروهای این الکترومغناطیسی آن است که شیهه فنر عمل کرده و سعی در برگرداندن هسته به وضعیت تعادل دارند. این نیروها در محدوده 0.1 تا 0.3 gr می باشند که البته قابل صرف نظر کردن هستند. LVDT های چرخشی دارای خطای غیرخطی $\pm 1\%$ کل درجه بندی به ازاء

محدوده تغییر زاویه $\pm 40^\circ$ و خطای غیرخطی $\pm 3\%$ به ازاء محدوده $\pm 60^\circ$ می باشند و حساسیت دستگاه از حدود ۱۰ تا 20 mV/deg تغییر می کند. جرم متحرک هسته ی آهنی بسیار کم است و از مقدار 0.1 gr برای انواع کوچک تا 5 gr برای انواع بزرگ آن تغییر می کند. لقی شعاعی بسیار کمی بین هسته و سوراخ مربوط به آن وجود دارد. حرکت هسته در جهت شعاعی باعث به وجود آمدن سیگنال خروجی کوچکی می شود. اما چون مقدار آن از مقدار حساسیت کل کمتر است (کمتر از ۱٪) قابل چشم پوشی است.

پاسخ دینامیکی LVDT ها معمولاً به فرکانس تحریک آن ها محدود می شود. بنابراین فرکانس ولتاژ تحریک دستگاه باید بیش از فرکانس حرکتی هسته باشد تا قادر به آشکار ساختن حرکات هسته باشیم. برای فیلتر کردن و تجزیه خوب، نسبت فرکانس ۱۰:۱ مناسب خواهد بود. بنابراین بسیاری از LVDT ها دارای فرکانس تحریک بیش از 2000 Hz می باشند که برای بسیاری از کاربردها مناسب است. از آنجا که LVDT ها برای تحریک احتیاج به ولتاژ AC دارند لذا از وسیله ای با نام DCDT نیز استفاده می شود که وظیفه آن تبدیل ولتاژ DC به AC با کمک مدار الکترونیکی مناسب می باشد. بنابراین هر دستگاه LVDT با تجهیزات الکترونیکی مختلفی چون اسیلاتور، دمودولاتور، آمپلی فایر و فیلتر پایین گذر همراه می باشد که در شکل (۲۶-۵) مجموعه این مدارها و نحوه ی اتصال آن ها نشان داده شده است. علاوه بر این، LVDT ها ضمن ترکیب با سروومکانیزم های پنوماتیکی برای کاربردهای غیر تماسی نیز به کار گرفته می شوند. همچنین LVDT ها را می توان به خروجی های دیجیتال شبیه مبدل های سنکرو دیجیتال (شکل ۳۰-۵) متصل نمود.

۷-۵- پتانسیومتر القایی و سنکرو

واژه سنکرون به دسته ای از وسایل الکترومکانیکی اطلاق می شود که در شکل های مختلف برای اندازه گیری و جمع و تفریق زوایا و انتقال آن ها و محاسبات برداری به کار گرفته می شوند. در این مبحث فقط به اندازه گیری زاویه می پردازیم و تجهیزات لازم برای انجام دیگر عملکردها در فصل های بعدی مورد بررسی قرار می گیرند.

برای اندازه گیری زوایا سنکرون ها ابزار شناخته شده ای از سروومکانیزم ها می باشند (سیستم های کنترل حرکت اتوماتیک همراه با فیدبک) که برای مقایسه و اندازه گیری چرخش های واقعی بار نسبت به محل استقرار آن به کار می روند. همانطور که در شکل (۲۷-۵) ملاحظه می شود برای انجام چنین عملی دو

نوع متفاوت از سنکرون‌ها یکی برای کنترل وضعیت فرستنده و دیگری برای کنترل گیرنده لازم است. سیگنال ولتاژ خطای e_c دارای ولتاژ AC با فرکانسی برابر فرکانس ولتاژ تحریک و دامنه‌ای متناسب با خطای زاویه یعنی $\theta_R - \theta_B$ می‌باشد. این ولتاژ در وضعیت خنثی دارای اختلاف فاز 180° می‌باشد (نسبت به تغذیه) بنابراین جهت خطا قابل تشخیص است. در وضعیتی که $\theta_R = \theta_B$ است ولتاژ خطا و در نتیجه خروجی آمپلی‌فایر و ورودی موتور صفر خواهد بود و سیستم در حالت سکون باقی می‌ماند. حال اگر فرمان چرخشی به اندازه θ_R داده شود، ولتاژ خطا غیر صفر شده و موتور برای اصلاح θ_B شروع به چرخش می‌کند. ساختار فیزیکی سیستم کنترل فرستنده و گیرنده مشابه است با این تفاوت که گیرنده دارای یک روتور غیر گرد دمبلی شکل است ولی فرستنده روتوری استوانه‌ای دارد و ساختار آن شبیه به روتور سیم‌پیچی شده یک موتور القایی ساده می‌باشد.

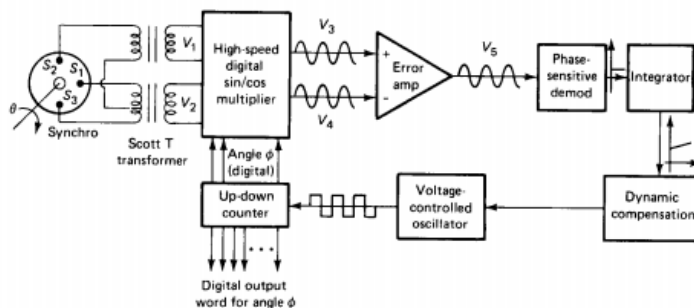
شکل (۲۸-۵ الف) فقط سیم‌پیچ گیرنده را نشان می‌دهد. اساساً چرخش روتور باعث تغییر در ولتاژ القا شده^۱ بین سیم‌پیچ روتور و استاتور می‌شود و برای یک سیم‌پیچ استاتور مشخص، تغییرات ولتاژ خروجی مدار باز با زمان به صورت سینوسی است که با تغییر موقعیت روتور دامنه آن تغییر می‌کند. وقتی این ولتاژ به سیم‌پیچ استاتور کنترل فرستنده می‌رسد، نیروی مغناطیسی هم جهت با روتور فرستنده ایجاد شده و روتور فرستنده همانند یک سیم‌پیچ جستجوگر جهت پیدا کردن میدان استاتور حرکت می‌کند. اگر محور سیم‌پیچ با میدان هم جهت شود حداکثر ولتاژ در سیم‌پیچ فرستنده القا می‌شود و اگر این دو محور بر هم عمود شوند ولتاژی در سیم‌پیچ القا نمی‌شود که در این صورت حرکتی نداریم و سیستم خنثی عمل می‌کند. دامنه ولتاژ خروجی در حقیقت به صورت سینوسی با زاویه بین میدان و قطب سیم‌پیچ تغییر می‌کند که برای زوایای کوچک سینوس زاویه با خود آن برابر است و در نتیجه خروجی خطی حاصل می‌شود.

در یک پتانسیومتر القایی یک سیم‌پیچ روی روتور و یکی روی استاتور قرار دارد که این سیم‌پیچ‌ها منفصل از یکدیگر هستند. البته گاهی از سیم‌پیچ‌های اضافی برای افزایش دقت و بهبود کارکرد استفاده می‌شود. برای نمایش ساده می‌توان آن‌ها را به شکل یک حلقه سیم‌پیچ مطابق شکل (۲۹-۵) نشان داد. سیم‌پیچ اولیه (روتور) به وسیله یک جریان متناوب تحریک شده و این تحریک باعث القای ولتاژ در سیم‌پیچ ثانویه (استاتور) می‌شود که دامنه‌ی این ولتاژ بستگی به شار القایی بین دو سیم‌پیچ دارد و مقدار

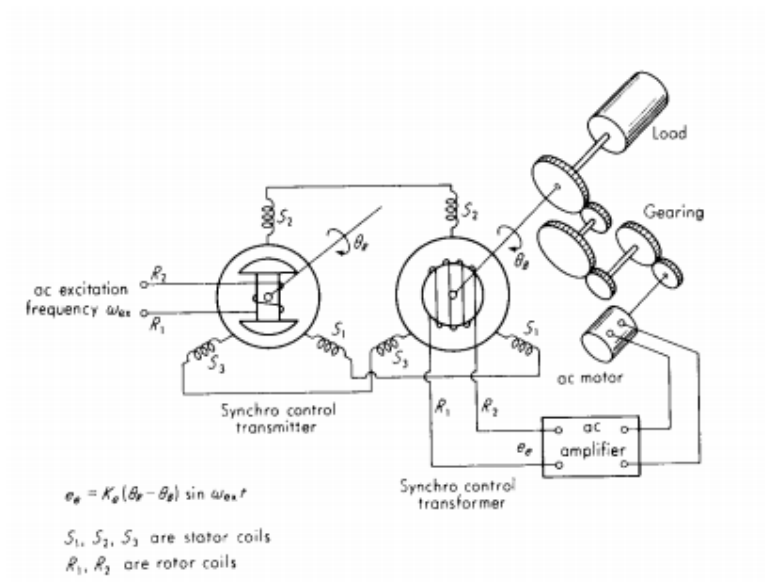
آن با زاویه چرخش تغییر می‌کند. برای یک حلقه سیم‌پیچ (فرضی) تغییرات ولتاژ با زاویه سینوسی است و تنها یک محدوده خطی خیلی کوچک حول وضعیت خنثی را پوشش می‌دهد. با یک توزیع دقیق سیم‌پیچ حول روتور و استاتور می‌توان یک رابطه دقیق خطی در محدوده $\pm 90^\circ$ چرخش به دست آورد.

با آنکه وسایل سنکرون و القایی برای کارکرد در فرکانس‌های تحریک متنوع طراحی می‌شوند، نمونه‌های تجارتي موجود در بازار در محدوده 60 تا 400 Hz کار کرده و ابعاد قطر آن نیز بین 0.5 in تا 3 in تغییر می‌کند. حساسیت ماشین‌های سنکرون و القایی در محدوده 1 V/deg چرخش می‌باشد و ولتاژ پسماند در حالت خنثی بین 10 تا 100 mV است. برای یک واحد فرستنده-گیرنده سنکرون، ناهمراستایی بین دو شافت در هنگام تغییر از یک وضعیت تعادل خنثی به موقعیت تصادفی دیگر حدود 10 دقیقه‌ای زاویه‌ای است. این نوع خطا محدودیت قابل توجهی برای دقت جابجایی سروو سیستم‌های سنکرون ایجاد می‌کند. واحدهای سنکرون القایی امکان کارکرد دائم برای چرخش‌های پیوسته دارند و درج خطی کارکرد آن‌ها از $\pm 60^\circ$ به $\pm 90^\circ$ (امکان چرخش کامل) قابل تغییر است و خطای غیرخطی بودن آن‌ها حدود 0.25% می‌باشد.

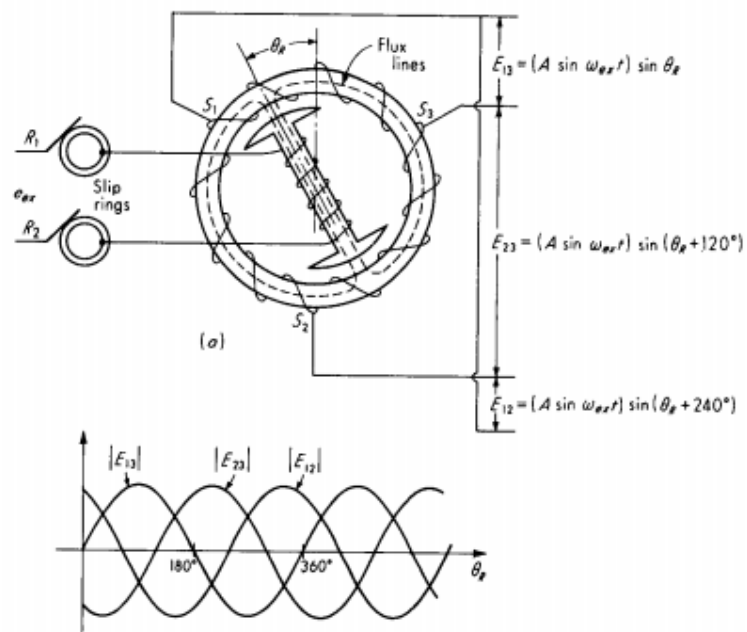
مشابه LVDT ها سنکرون‌های القایی نیز احتیاج به تنظیم فاز و تجزیه دارند تا بتوانند سیگنال خروجی مشابه حرکت مکانیکی ورودی تولید کنند. هنگامی که این وسایل به جریان برق دوفاز AC متصل شوند خود سرووموتور این وظیفه را خود بخود انجام داده و نیازی به وسایل جانبی نخواهد بود. در کاربردهای اندازه‌گیری (مقاصد غیر کنترلی) سیگنالی مشابه با حرکت مکانیکی ورودی، دمودولاتوری با حساسیت فاز مورد نیاز است. پاسخ دینامیکی با فرکانس تحریک محدود می‌شود و احتیاج به تجهیزات مربوط به فیلتر کردن و تجزیه مثل LVDT ها می‌باشد. در حالی که بار مکانیکی روی اجزای دوار سیستم اندازه‌گیری، بیشتر مربوط به اینرسی روتور است.



شکل (۲۷-۵) مبدل سنکرون به دیجیتال



شکل (۵-۲۸) مکانیزم سروو AC



شکل (۵-۲۹) سنکرو

برخلاف گذشته، سنکرون‌هایی که امروزه در کاربردهایی چون ماشین ابزار، آنتن‌ها و غیره استفاده می‌شوند به صورت دیجیتال عمل می‌کنند. با وجود آنکه شافت اینکدرهای دیجیتال مناسب‌ترین سنسوری است که در سیستم‌های دیجیتال به کار گرفته می‌شود اما سنکرون‌ها دارای محاسن زیادی هستند که کاربرد آن‌ها را نسبت به شافت اینکدرها بیشتر کرده است. برای ارتباط سنکرون به قسمت

دیجیتال احتیاج به یک مبدل سنکرون به دیجیتال که یک قطعه ثابت الکترونیکی است- و در دیاگرام جعبه‌ای شکل (۵-۲۹) نشان داده شده است- می‌باشد.

سیگنال AC ابتدا از سنکرون به ترانسفورمر (مبدل) مخصوص به نام [Scott T] می‌رود و ولتاژ AC با دامنه‌ای متناسب با سینوس و کسینوس زاویه شافت سنکرون (θ) را ایجاد می‌کند.

$$V_1 = KE_o \sin \omega \tau \sin \theta, \quad V_2 = KE_o \sin \omega \tau \cos \theta \quad (5-31)$$

مبدل سنکرون دیجیتال یک سیستم فیدبک کاملاً الکترونیکی می‌باشد که زاویه سنکرون θ را با مقدار دیجیتال ϕ مقایسه می‌کند. اگر ϕ برابر با θ نباشد مبدل یک سیگنال تصحیح برای شمارشگر نشان دهنده‌ی ϕ می‌فرستد تا مقدار آن را تصحیح کند. مشابه دیگر سیستم‌های فیدبک، سیستم کنترل از مرتبه II است (دو انتگرالی) بنابراین خطای حالت ماندگار بین زاویه فرمان θ و زاویه پاسخ ϕ برای ورودی‌های پله‌ای و شیب‌دار صفر می‌باشد.

ولتاژهای V_1 و V_2 به صورت دیجیتال در مقادیر $\sin \phi$ و $\cos \phi$ ضرب می‌شوند:

$$V_3 = KE_o \sin \omega \tau \sin \theta \cos \phi \quad (5-32)$$

$$V_4 = KE_o \sin \omega \tau \cos \theta \sin \phi \quad (5-33)$$

در آمپلی‌فایر این دو ولتاژ از هم کم می‌شوند که نتیجه از قرار زیر خواهد بود:

$$V_5 = KE_o \sin \omega \tau (\sin \theta \cos \phi - \cos \theta \sin \phi) = KE_o \sin \omega \tau (\theta - \phi) \quad (5-34)$$

دامنه ولتاژ AC حاصل شده (V_5) متناسب با $\sin(\theta - \phi)$ یا تقریباً متناسب با $(\theta - \phi)$ می‌باشد که مبین خطا بین ϕ و θ است. این سیگنال خطای AC به کمک یک مبدل به سیگنال خطایی با ولتاژ DC تبدیل شده که این سیگنال نیز جهت انتگرال‌گیری وارد یک آپ‌امپ^۱ می‌شود (وجود آپ‌امپ به ظاهر اهمیتی در سیستم ندارد اما وجود آن در بسیاری از سیستم‌های فیدبک برای بهینه‌سازی کل سیستم لازم است). از آنجایی که ولتاژ ثابتی به اسیلاتور کنترل ولتاژ اعمال می‌شود یک فرکانس متناسب ثابتی، شمارشگر را با نرخ ثابتی می‌گرداند. این امر نشانگر وجود دومین انتگرال‌گیر در سیستم می‌باشد.

فرکانس کارکرد وسایل آنالوگ SDC۱۷۰۴، ۴۰۰Hz می‌باشد و سازنده دستگاه تابع انتقال زیر را برای آن پیشنهاد می‌کند:

$$\frac{\phi}{\theta}(D) = \frac{0.0082D + 1}{3.39 \times 10^{-8} D^3 + 2.73 \times 10^{-5} D^2 + 0.00661D + 1} \quad (5-35)$$

این تابع انتقال به وضوح دارای خطای حالت ماندگار صفر برای ورودی پله‌ای می‌باشد و حل معادله دیفرانسیل (به صورت پاره‌ای) نیز نشانگر وجود خطای حالت ماندگار صفر برای ورودی شیب‌دار واحد می‌باشد (به فرم $\theta = At$). در عمل خطای ماندگار مربوط به ورودی شیب‌دار واحد تنها برای $A < 12 \text{ rad/s}$ مناسب است. دقت تفکیک این وسیله ۱۹ بیتی برابر $1/3$ دقیقه کمان زاویه است و حساسیت آن در حدود $\pm 2/9$ دقیقه کمان $\pm 1 \text{ LSB}$ می‌باشد (LSB عبارت است از کوچکترین بیت و برابر است با $1/3$ دقیقه از کمان). همچنین این سیستم می‌تواند یک ولتاژ DC متناسب با مقدار θ تولید کند که برای پایدار ساختن سروسیستمی که در سنکرون موجود می‌باشد، جهت تحلیل اطلاعات زاویه‌ها مفید است.

۸-۵- حس‌کننده‌های القایی متغیر^۱

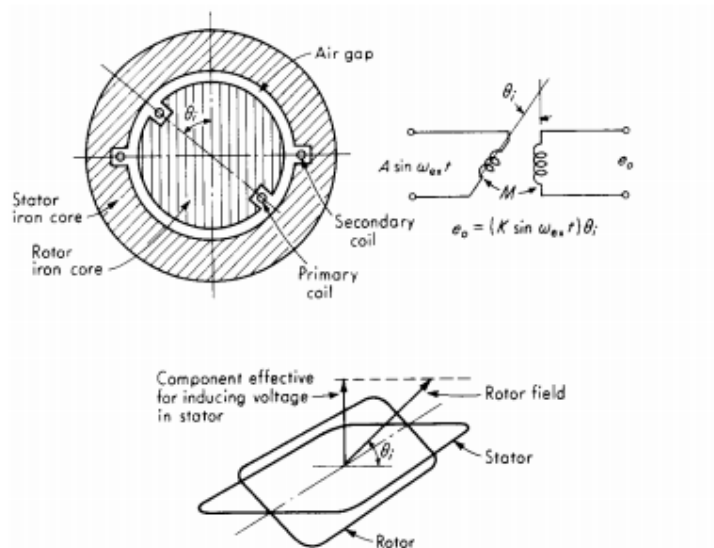
این سیستم نیز مشابه LVDT ها و سنکرون‌ها می‌باشد که با نام و روش متفاوتی بکار گرفته می‌شود. این وسایل دسته‌ای از حس‌کننده‌های حرکتی‌اند که براساس روش القایی متغیر- دفع متغیر کار می‌کنند. اصطلاحاتی که برای این حس‌کننده‌ها به کار می‌رود یکسان نیست و حتی در مواردی نمی‌تواند کاربرد و وظیفه‌ی آن‌ها را توصیف کند. در این مبحث عمدتاً تعدادی از مثال‌ها و کاربردهای رایج بررسی خواهد شد تا اینکه فهرستی سیستماتیک از کلیه کاربردها تهیه شود.

شکل (۳۱-۵- الف) نشان دهنده شماتیک نوعی ترانس‌دیوسر القایی متغیر می‌باشد. ابعاد هندسه خارجی آن بسیار شبیه LVDT است که در آن یک هسته آهنی متحرک بعنوان ورودی مکانیکی دستگاه می‌باشد. البته تنها دو سیم‌پیچ القایی وجود دارد که معمولاً دو عدد از مقاومت‌های پل و تستونی با ولتاژ تحریک متناوب بین ۵ تا ۳۰ ولت را تشکیل داده و فرکانس تحریک نیز بین ۶۰ تا ۵۰۰۰ Hz می‌باشد. وقتی سیم‌پیچ در وضعیت خنثی قرار دارد القا در دو سیم‌پیچ یکسان است و پل در وضعیت تعادل بسر می‌برد و e_0 صفر است. موقعی که هسته از وضعیت خنثی حرکت کند تغییر القای مغناطیسی موجب تغییر در اندوکتانس حلقه‌ها شده و به دنبال آن پل از وضعیت تعادل خارج می‌شود و ولتاژ خروجی e_0 به وجود می‌آید. با یک تجزیه و تحلیل دقیق نتیجه می‌شود که ولتاژ خروجی e_0 می‌تواند تابعیت خطی با ورودی x_i (و سرعت جابجایی) داشته باشد.

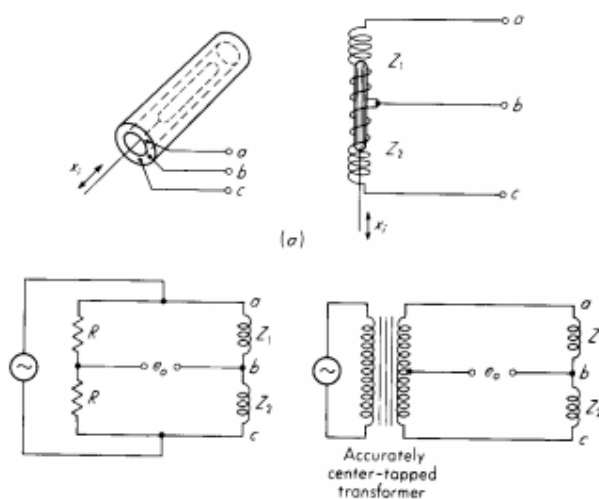
شکل (۳۱-۵- ب) نشان دهنده دو روش ممکن برای قرار دادن سیم‌پیچ‌ها در مدار پل و تستون

^۱- Variable-Inductance and Variable Reluctance Pickups

می‌باشد. مقاومت (امپدانس) کل ترانسدیوسر (مجموع Z_1 و Z_2) در فرکانس تحریک از حدود 100Ω تا 1000Ω می‌باشد. مقاومت‌های R معمولاً دارای مقادیر مشابهی با Z_1 و Z_2 می‌باشند و امپدانس ورودی وسیله اندازه‌گیری ولتاژ باید حداقل $10R$ باشد. اگر خروجی پل و تستون در یک بار امپدانس (مقاومتی) کم کار کند R باید کوچک باشد.

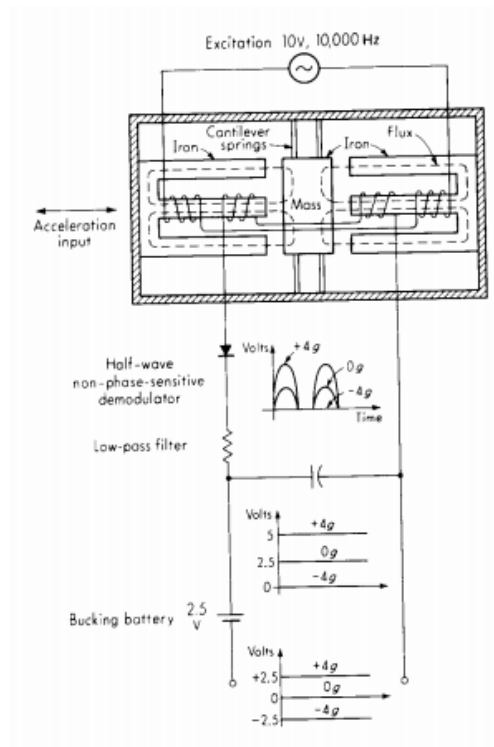


شکل (۵-۳۰) پتانسیومتر القایی

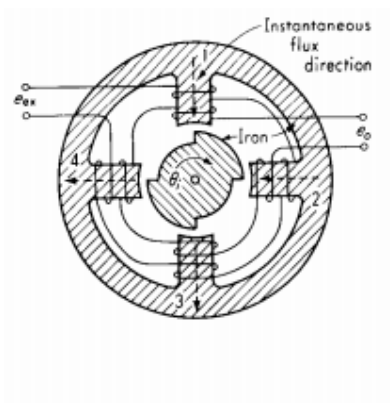


Two possible methods of exciting transducer and forming bridge circuit

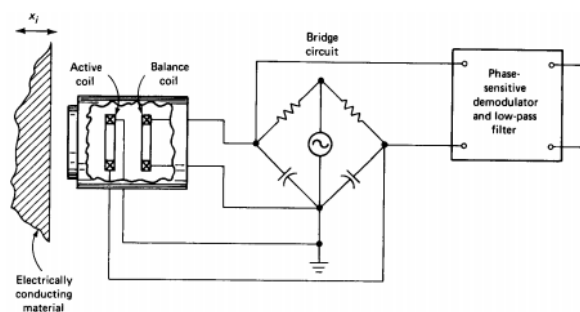
شکل (۵-۳۱) حس‌کننده القایی متغیر



شکل (۵-۳۲) شتاب‌سنج القایی



شکل (۵-۳۳) میکروسین



شکل (۵-۳۴) ترانس‌دیوسر جریان‌ادی

برای حصول حساسیت بالا ولتاژ تحریک بالایی لازم است که این ولتاژ باعث افت توان زیاد همراه با تولید گرما در مقاومت R می‌شود برای حل این مشکل از یک ترانسدیوسر با یک خروجی مرکزی استفاده می‌شود. در این صورت سیم‌پیچ‌ها اتلاف انرژی قابل ملاحظه‌ای ندارند و گرمای چندانی در مقاومت‌ها ایجاد نمی‌شود. این گونه ترانسدیوسرهای القای متغیر برای محدوده‌ی کارکرد 0.1 in تا 20 in موجود می‌باشند. تفکیک دستگاه نامحدود است و خطای غیرخطی بودن در حدود 1% کل درجه‌بندی است و حتی برای کاربردهای ویژه این خطا به 0.2% نیز می‌رسد. حساسیت دستگاه از حدود 5 تا 40 V/in می‌باشد. در انواع چرخشی از هسته‌هایی با اشکال مخصوص استفاده می‌شود. خطای غیرخطی بودن آن‌ها بین 0.5% تا 1% کل درجه‌بندی در محدوده کارکرد $\pm 45^\circ$ و حساسیت در حدود 0.1 V/deg می‌باشد.

شکل (۳۳-۵) نوع دیگری از دستگاه القای متغیر را نشان می‌دهد. کاربرد خاص این وسیله در یک شتاب‌سنج برای اندازه‌گیری شتاب در محدوده‌ی $\pm 4g$ می‌باشد. نیروی لازم برای شتاب دادن جرم متناسب با شتاب جرم است و فنرهایی که جرم را مستقر کرده‌اند متناسب با نیرو و در نتیجه شتاب تغییر فرم می‌دهند. بنابراین اندازه‌گیری تغییر مکان منجر به اندازه‌گیری شتاب می‌شود. جرم موردنظر از جنس آهن است و هر دو وظیفه المان اینرسی و مغناطیسی را انجام می‌دهد.

در حالت عادی هسته آهن در وسط دو بازوی E شکل قرار دارد و در شتاب صفر ولتاژ خروجی صفر می‌باشد. برای داشتن حرکت در هر دو جهت صفر دستگاه احتیاج به تجزیه‌کننده دمودولاتور و دستگاه مبدل فاز می‌باشد. برای صرفه جویی در هزینه‌ها، وزن و فضای اشغالی (به واسطه استفاده از تجزیه‌کننده)، راه حل دیگری پیشنهاد می‌شود (این راه حل قابل کارکرد در LVDT ها و وسایل مشابه نیز می‌باشد): هنگامی که شتاب ورودی به دستگاه صفر است هسته آهنی و فنرهای نگهدارنده‌ی آن را می‌توان به یک طرف به میزان تغییر شکل فنر تحت شتاب $\pm 4g$ انتقال داد. بنابراین موقعی که دستگاه شتابی نداشته باشد ولتاژ خروجی صفر نیست و دارای مقدار معینی می‌باشد ($2/5V$). حال اگر به دست گاه شتاب $4g$ اعمال شود ولتاژ خروجی $5V$ خواهد شد و وقتی به دست گاه شتابی برابر $-4g$ اعمال شود ولتاژ خروجی صفر خواهد شد. با بکارگیری این شیوه می‌توان از فیلتر و دمودولاتور ساده‌تری استفاده کرد. تنها مشکل موجود غیرخطی بودن و خطاهای مربوط به آن است که در حوالی نقطه خنثی (ولتاژ صفر) بیشینه می‌شود. برای حل این مشکل می‌توان به جای بکارگیری کل سیم‌پیچ در هر طرف از نصف آن استفاده کرد.

به مبحث ۱ اصلی که اندازه گیری جابجایی بود برمی گردیم. در شکل (۳۲-۵) سیم پیچ اولیه باعث ایجاد شار مغناطیسی می شود که به القای مغناطیسی بستگی دارد. موقعی که هسته در وضعیت خنثی قرار دارد و شار مغناطیسی در هر دو قسمت سیم پیچ ثانویه یکسان است، به دلیل اتصال سری این دو قسمت، ولتاژ خالص دو سر سیم پیچ صفر خواهد بود. جابجایی هسته (تغییر فاصله هوایی) باعث افزایش القای مغناطیسی روی یک طرف ثانویه و کاهش آن در طرف دیگر می شود. این امر موجب تولید ولتاژ قابل توجهی در دو سر سیم پیچ شده که اگر جهت حرکت عوض شود عملکرد، جهت جریان و علامت ولتاژ نیز عوض می شود. به عبارت دیگر 180° اختلاف فاز بین ولتاژ اولیه و ثانویه وجود خواهد داشت. این ولتاژ که به صورت نیم موج می باشد پس از فیلتر شدن و تجزیه شدن به سیگنال خروجی مشابه ورودی مکانیکی (شتاب) تبدیل می شود. اگر خروجی دستگاه برای شتاب صفر $2/5V$ باشد می توان از یک باتری $2/5V$ با قطب بندی مخالف (برای داشتن ولتاژ صفر بازاء اعمال شتاب صفر) استفاده کرد. در عمل دامنه ی حرکتی جرم فقط چند هزارم اینچ است و حساسیت دستگاه حدود $1000V/in$ می باشد.

آخرین المان القای متغیری که در این مبحث مورد بررسی قرار می گیرد میکروسین^۱ می باشد. میکروسین یک المان چرخشی است که در شکل (۳۳-۵) نشان داده شده و به طور وسیعی در وسایل حساس ژيروسکوپیك کاربرد دارد. شماتیک نشان داده شده دستگاه را در وضعیت خنثی نشان می دهد که در این وضعیت ولتاژ القا شده در سیم پیچ های ۱ و ۳ با مقدار ولتاژ القا شده در سیم پیچ های ۲ و ۴ متعادل شده است. حرکت شافت از وضعیت خنثی (در جهت ساعتگرد) باعث کاهش ولتاژ القایی در سیم پیچ های ۱ و ۳ و افزایش آن در ۲ و ۴ می شود و در نتیجه ولتاژ خروجی غیر صفری بنام e_c به وجود خواهد آمد. حرکت در جهت معکوس نیز اثر مشابهی دارد و ولتاژ القا شده با حالت قبل 180° اختلاف فاز خواهد داشت. اگر ولتاژ خروجی DC متناسب با جهت حرکت موردنظر باشد باید از یک دمودولاتور حساس به فاز استفاده کرد.

ولتاژ تحریک این دستگاه $5V$ تا $50V$ ، فرکانس آن از $60Hz$ تا $5000Hz$ و حساسیت آن از حدود $0/2$ تا $5V/deg$ و خطای غیر خطی بودن در حدود $0/5\%$ کل درجه بندی برای محدوده کارکرد $7^\circ \pm$ و $1/1$ برای محدوده ی $10^\circ \pm$ می باشد. ولتاژ خروجی دستگاه در حالت خنثی صفر نیست ولی مقدار آن بسیار

کم است، به طوری که مقدار آن کمتر از ولتاژ ایجاد شده به ازاء چرخش 0.1° بوده و لذا حرکت‌های کوچک قابل تشخیص است. کوپل مغناطیسی عکس العمل نیز بسیار کم بوده و از آنجایی که روتور دستگاه سیم‌پیچی نشده و از حلقه‌های اتصال و انتقال جریان به روتور استفاده نمی‌شود (جاروبک و حلقه)، اصطکاک روتور بسیار کم است.

۹-۵- ترانسدیوسرهای غیر تماسی جریان ادی

در این نوع ترانسدیوسر (شکل ۳۴-۵) کاوشگر^۱ دستگاه شامل دو سیم‌پیچ فعال و غیرفعال می‌باشد. سیم‌پیچ فعال تحت تاثیر وجود یک هدف رسانا قرار می‌گیرد و سیم‌پیچ غیرفعال نقش جبران کننده اثر دما و همچنین کامل کننده مدار پل را دارد. تحریک پل در فرکانس‌های بالا (حدود ۱MHz) با جریان متناوب صورت می‌گیرد. خطوط شار مغناطیسی از سیم‌پیچ فعال به طرف سطح هدف رسانا جریان می‌یابند و باعث ایجاد جریانی موسوم به جریان ادی در هدف می‌شوند. چگالی این خطوط در سطح هدف زیاد است و تا عمقی حدود سه برابر ضخامت پوسته (δ) در زیر سطح نفوذ می‌کنند. شکل (۳۵-۵) فرمول‌ها و منحنی‌های مناسب برای محاسبه عمق پوسته‌ها را نشان می‌دهد که مقادیر ذکر شده برای فرکانس‌های تحریک متداول حدود ۱MHz می‌باشند. هنگامی که هدفی با ضخامت کمتر از 3δ بکار رود آثار حرارتی کاهش می‌یابند. با نزدیک شدن هدف به کاوشگر دستگاه، جریان ادی در سطح قوی‌تر شده و مقاومت سیم‌پیچ فعال تغییر می‌کند. این امر موجب نامتعادل شدن پل می‌شود. ولتاژ حاصل از این عدم تعادل، تجزیه شده و از فیلتر پایین گذر عبور داده می‌شود (و گاهی نیز خطی می‌گردد). خروجی حاصل ولتاژی DC خواهد بود که مقدار آن متناسب با فاصله هدف از کاوشگر است. فرکانس تحریک بالا نه تنها امکان بکارگیری نمونه‌های نازک را فراهم می‌کند بلکه موجب بهبود پاسخ فرکانسی دستگاه نیز می‌شود (تا فرکانس ۱۰۰KHz).

کاوشگرهای تجارتي با درجه بندی کل از حدود ۰/۲۵mm (کاوشگر با قطر حدود ۲mm و طول ۲۰mm) تا ۳۰mm (۷۶mm قطر و ۴۰mm طول) موجودند. خطای غیرخطی بودن آن‌ها ۰/۵٪ و حداکثر دقت تشخیص تا ۰/۰۰۱mm می‌باشد. هدف‌های بکار رفته به کاوشگرها متصل نمی‌شوند و شیوه کاربرد آن‌ها اقتضا می‌کند که بر روی قسمت‌هایی از ماشین آلات که اندازه‌گیری روی آن‌ها انجام می‌پذیرد نصب شوند و بنابراین قسمتی از یک قطعه ماشین می‌تواند به عنوان هدف عمل کند. از

آنجایی که جنس، شکل و دیگر خصوصیات هدف، خروجی را تحت تاثیر قرار می دهد، عموماً لازم است که سیستم به طور استاتیکی با هدف درجه بندی شود. برای هدف های عایق باید قطعه ای از جنس ماده رسانا با ضخامت و مساحت مناسب روی هدف متصل گردد که فویل های آلومینیومی نازک چسبنده ای برای همین منظور موجود می باشند. محدوده ی اندازه گیری پیشنهادی برای یک کاوشگر از ۲۰٪ محدوده ی کارکرد ذکر شده برای کاوشگر شروع می شود. به این معنی که اگر محدوده ی کارکرد کاوشگری از ۰ تا ۱mm باشد، در فواصل کارکرد بین ۰/۲ تا ۱/۲mm خواهند بود.

در صورت امکان باید هدف های مسطح، هم قطر کاوشگر و یا بزرگتر از آن باشند. هدف های بزرگتر از کاوشگر تاثیرات نامطلوب کمتری روی خروجی دستگاه دارند در حالی که بکارگیری هدفی با نصف قطر کاوشگر با ۵۰٪ افت در خروجی همراه خواهد بود. هدف های با سطوح منحنی (مانند قسمتی از یک شافت استوانه ای)، در صورتی که قطر شافت بیش از چهار برابر قطر ترانس دیوسر باشد مثل سطوح صاف عمل می کنند.

سیستم های ویژه ای که با چهار کاوشگر کار می کنند در اندازه گیری حرکت مداری شافت های چرخان و در عملیات هم محور سازی و بالانس بکار گرفته می شوند. در کاربردهای ویژه و غیر معمول گاهی لازم است که میزان نابالانسی الکتریکی در شافت های فرو مغناطیسی (مثل فولاد) مورد بررسی قرار گیرد. این امر به تغییر خواص نفوذ مغناطیسی در محیط شافت برمی گردد که می تواند نتیجه عملیات حرارتی یا سختی ناهمگن و... باشد. به این ترتیب با چرخش صحیح و دقیق شافت و لذا خطایی در خروجی به دست می آید (البته شافت باید هموزن باشد تا خطای الکترومغناطیس به وجود نیارد). برای رفع عیوب تا حصول بالانس الکتریکی شافت، فیلتر کردن، اندازه گیری با دو کاوشگر متقابل، استفاده از نیکل به جای آلیاژهای آهنی شافت و سنگ زدن سطح شافت برای برطرف کردن سختی موضعی آن موثر خواهد بود.

۱۰-۵- حس کننده های خازنی

با یک حرکت دورانی یا انتقالی به روش های مختلفی می توان ظرفیت یک خازن متغیر را تغییر داد که این تغییر ظرفیت به عنوان سیگنال مناسبی برای تشخیص جابجایی به کار می رود. در این مبحث برخی از کاربردهای این روش اندازه گیری ذکر می شود.

حس کننده های خازنی مثبت به انواع متداول دیگر به تجهیزات الکترونیکی پیچیده تری نیاز دارند که

البته سادگی مکانیکی، تاثیرات خیلی کم بار مکانیکی و حساسیت بالا، کاربرد آن‌ها را در برخی موارد اجتناب ناپذیر می‌سازد. انواع تجارتي این وسایل نیز در بازار موجود می‌باشد. متداول‌ترین نوع یک خازن متغیر برای کاربرد در ترانسدیوسرهای حرکتی از دو صفحه‌ی موازی با فاصله‌ی هوایی متغیر تشکیل شده است. ظرفیت خازنی این مجموعه طبق تئوری‌های مربوطه از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$C = \frac{0.225A}{x} \quad (5-36)$$

که C معرف ظرفیت خازنی بر حسب پیکوفاراد pF ، A مساحت صفحه‌ها بر حسب in^2 و x فاصله بین دو صفحه بر حسب in می‌باشد.

به طور مثال ظرفیت خازنی با دی‌الکتریک هوا که مساحت صفحات آن in^2 و فاصله‌ی هوایی آن in است برابر $22/pF$ می‌باشد. امپدانس $1/(i\omega C)$ این خازن در فرکانس حدود $10000 Hz$ حدوداً 70800Ω است. این امپدانس زیاد علت اصلی بسیاری از مشکلات اساسی سنجه‌های خازنی مانند ولتاژهای اغتشاشی، حساسیت به طول و نوع کابل‌های اتصال دهنده می‌باشد و آن‌ها را نیازمند به تجهیزات الکتریکی با مقاومت ورودی بالا می‌کند. از معادله (5-36) مشخص می‌شود که تغییرات ظرفیت خازن با فاصله هوایی x به صورت غیرخطی (هیپربولیکی) می‌باشد بنابراین برای حصول نتایج خطی مناسب حول و وضعیت مبنا موردنظر، تغییرات فاصله x باید کم باشد. حساسیت ظرفیت خازن به تغییرات فاصله هوایی با دیفرانسیل‌گیری از رابطه (5-36) حاصل می‌شود:

$$\frac{dC}{dx} = \frac{-0.005A}{x^2} \quad (5-37)$$

همان‌طور که ملاحظه می‌شود با کاهش مقدار x حساسیت (قدر مطلق آن) بالا می‌رود. البته برای تغییرات کم فاصله‌ی هوایی درصد تغییر در ظرفیت با درصد تغییر در فاصله هوایی در همه وضعیت‌های مبنا برابر است، یعنی:

$$\frac{dC}{dx} = -\frac{C}{x} \quad (5-38)$$

$$\frac{dC}{C} = -\frac{dx}{x} \quad (5-39)$$

شاید ساده‌ترین مدار خازنی، مداری است که در میکروفون‌ها از آن استفاده می‌شود و در شکل (5-36) جزئیات آن نشان داده شده است. موقعی که صفحات خازن در حال سکون با فاصله x_0 قرار دارند هیچ جریانی ایجاد نمی‌شود و $e_0 = 0$ خواهد بود. حال اگر تغییر مکانی به اندازه x_i از وضعیت e_0 به

صفحات اعمال شود ولتاژی مطابق رابطه زیر ایجاد می‌شود:

که در این رابطه

$$\frac{e_o}{x_i}(D) = \frac{K \tau D}{\tau D + 1} \quad (5-40)$$

و

$$K \Delta \frac{E_b}{x_i} (V/in) \quad (5-41)$$

$$\tau = 0.225 \times 10^{-12} \left[\frac{AR}{x_o} \right] (S) \quad (5-42)$$

از معادله (5-40) نتیجه می‌شود که این ترکیب به ما اجازه‌ی اندازه‌گیری تغییر مکان‌های استاتیکی را نمی‌دهد. چون در صورت ثابت شدن متغیر x ولتاژ خروجی صفر خواهد شد. اما برای تغییرات سریع x_i ، سیگنال e_o قابل اندازه‌گیری می‌باشد و این موضوع از پاسخ فرکانسی نیز به راحتی مشهود است:

$$\frac{e_o}{x_i}(i\omega) = \frac{k \tau \omega}{i\omega \tau + 1} \quad (5-43)$$

و اگر $\omega \tau \gg 1$ باشد می‌توان نوشت:

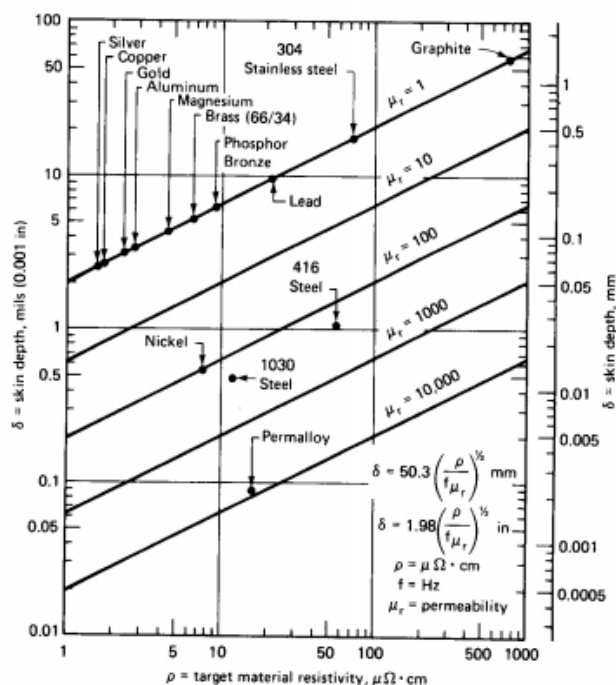
$$\frac{e_o}{x_i}(i\omega) \approx k \quad (5-44)$$

بنابراین در این شرایط ولتاژ خروجی e_o ، ورودی x_i را به طور خطی دنبال می‌کند. معمولاً در میکروفون‌ها احتیاجی به اندازه‌گیری فشار حاصل از صداهای با فرکانس کمتر از 20 Hz نمی‌باشد و بنابراین ترکیب بالا برای این کاربرد مناسب خواهد بود.

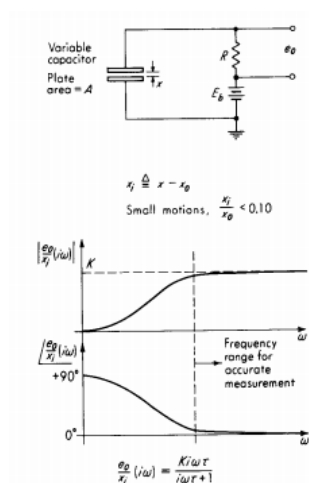
برای حصول $\omega \tau \gg 1$ در فرکانس‌های پایین احتیاج به ثابت زمانی (τ) بزرگی می‌باشد. برای یک خازن با مقدار x_i مشخص برای افزایش τ تنها می‌توان R را زیاد کرد. بنابراین R معمولاً در محدوده‌ی $10^6 \Omega$ یا بیشتر خواهد بود. برای مشخص کردن ولتاژ e_o به یک دستگاه اندازه‌گیری ولتاژ با مقاومت خیلی بیشتر (حدود $10^7 \Omega$ یا بیشتر) احتیاج است. این گونه وسایل توسط متخصصان الکترونیک FET فراهم می‌شود.

کاربرد یک خازن متغیر (با سه ترمینال) همراه با یک مدار پلی شکل در یک ترانسدیوسر تفاضل فشاری در شکل (5-37) مشاهده می‌شود. فرورفتگی‌های کروی شکل به عمق $0.001 in$ که در داخل دیسک شیشه‌ای ایجاد شده با طلا پر شده است و نقش صفحه‌ی ثابت خازن متغیر را ایفا می‌کند. یک

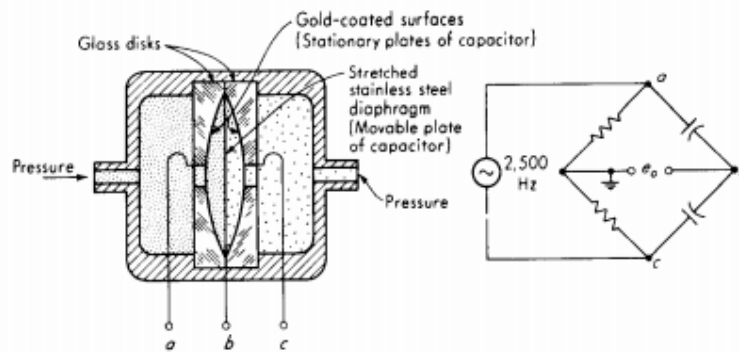
دیافراگم نازک فولادی بین دیسک ثابت و صفحه متحرک قرار دارد. موقعی که فشار دو طرف دیافراگم یکسان باشد دیافراگم در وضعیت طبیعی (خنثی) و مدار پل در وضعیت تعادل قرار می گیرد و ولتاژ خروجی e صفر است. اما اگر فشار یک طرف بیش از طرف دیگر باشد دیافراگم تغییر مکانی متناسب با اختلاف فشار پیدا می کند و به دنبال آن ولتاژ e ناشی از عدم تعادل پل متناسب با میزان تغییر فشار تولید می شود. اگر جهت فشار عکس شود یک اختلاف فاز 180° در ولتاژ خروجی e مشاهده می شود.



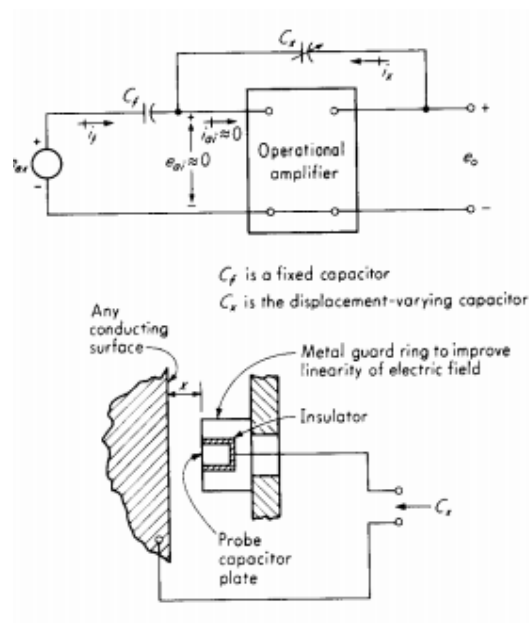
شکل (۳۵-۵) تاثیر ماده هدف بر روی ترانسدیوسر جریان ادی



شکل (۵-۳۶) حس کننده خازنی



شکل (۵-۳۷) ترانسدیوسر تفاضل فشاری خازنی



شکل (۵-۳۸) حس کننده خازنی از نوع فیدبک

همان‌طور که قبلاً نیز بحث شد، برای داشتن یک خروجی DC مشابه ورودی مکانیکی نیاز به فیلتر و تجزیه‌کننده‌ی حساس به فاز داریم. مقاومت‌های متعادل‌کننده‌ی پل در وضعیت خنثی در شکل (۵-۳۷) نشان داده شده است. با این شیوه برخلاف آنچه قبلاً در شکل (۵-۳۳) دیدیم می‌توان تغییر مکان‌های استاتیکی را نیز اندازه گرفت. مضافاً این روش از لحاظ خطای غیرخطی بودن بهتر از روش قبل است. با توجه به اینکه رابطه (۵-۳۶) یک رابطه غیرخطی است برای حصول نتایج خطی بهتر

و کاهش خطای غیرخطی، مدار شکل (۵-۳۸) پیشنهاد می شود و برای آنالیز این مدار نیاز به اطلاعات کافی و خصوصیات در مورد آپامپ بکار رفته در آن داریم:

۱- مقاومت ورودی آپامپ به اندازه کافی بالا است به طوری که ولتاژ تقویت شده‌ی ورودی نسبت به مدار دیگر (خروجی) صفر است.

۲- بهره‌ی آپامپ به اندازه‌ای بالا است که اگر ولتاژ خروجی آپامپ اشباع نباشد ولتاژ ورودی کاملاً کوچک است و نسبت به ولتاژهای دیگر تقریباً صفر است به طور مثال آمپلی فایری که دارای خروجی خطی در محدوده‌ی $\pm 10V$ باشد دارای ماکزیمم ورودی برای عملکرد خطی $10^{-6}V$ است. با در نظر گرفتن این مورد از شکل (۵-۳۸) می توان نوشت:

$$\frac{1}{C_f} \int i_f dt = e_{ex} - e_{ai} = e_{ex} \quad (5-45)$$

$$\frac{1}{C_x} \int i_x dt = e_o - e_{ai} = e_o \quad (5-46)$$

$$i_f + i_x - i_{ai} = 0 = i_f + i_x \quad (5-47)$$

و اگر این روابط را با هم ترکیب کنیم داریم:

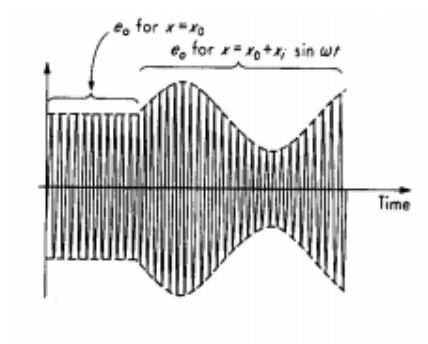
$$e_o = \frac{1}{C_x} \int i_x dt = -\frac{1}{C_x} \int i_f dt = -\frac{C_f}{C_x} e_{ex} \quad (5-48)$$

$$e_o = -\frac{C_f x e_{ex}}{0.225A} = Kx \quad (5-49)$$

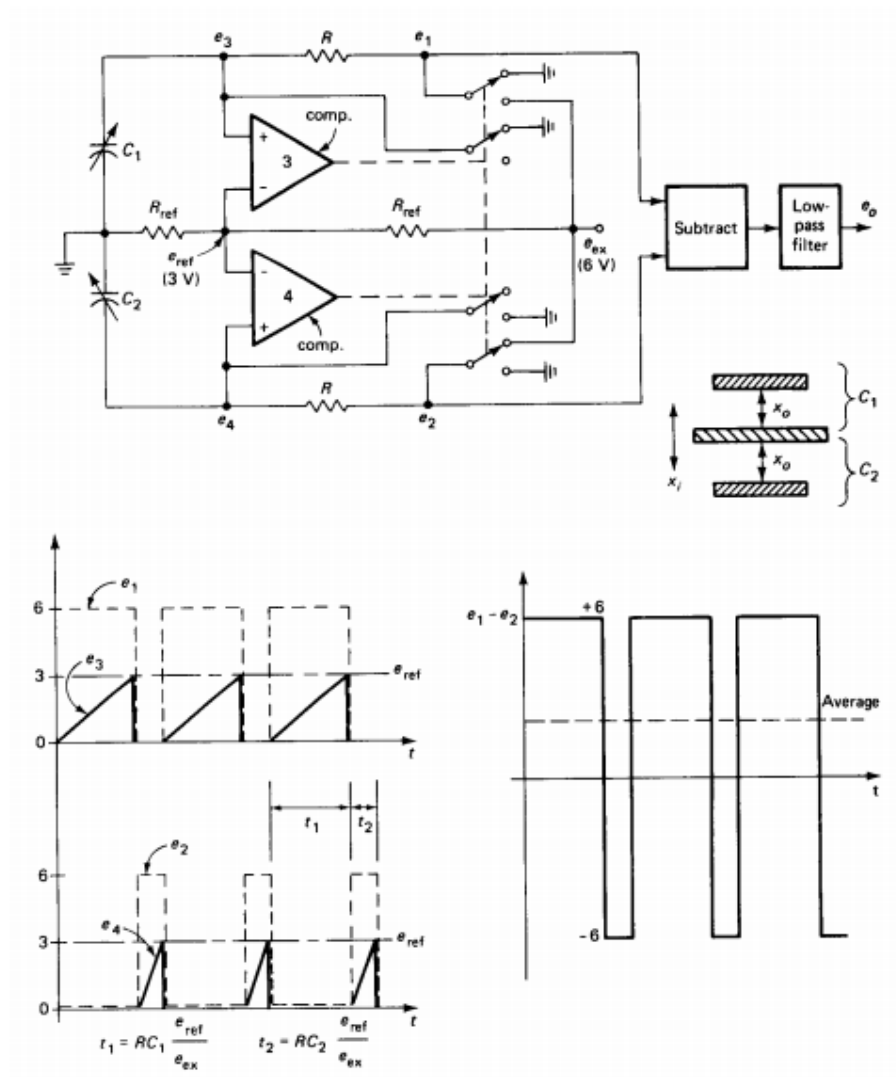
معادله (۵-۴۹) نشان می دهد که ولتاژ خروجی مستقیماً با فاصله دو صفحه یعنی x متناسب می باشد. بنابراین خاصیت خطی بودن برای حرکات کوچک و بزرگ حاصل شده است. در وسایل تجارتي که در مورد آنها صحبت کردیم ولتاژ e_{en} ولتاژی سینوسی با دامنه ثابت در فرکانس 50 KHz می باشد. ولتاژ خروجی e_o نیز سینوسی و با فرکانس 50 KHz می باشد که روی آن تغییراتی صورت گرفته و با یک ولتمتر DC مستقیماً با واحد طول درجه بندی شده است.

برای تغییر مکان های ارتعاشی، e_o به صورت موجی با دامنه ترکیب شده (مدوله شده) و مطابق شکل (۵-۳۹) تغییر می کند. مقدار متوسط این امواج مبین مقدار میانگین فاصله x می باشد و با اندازه گیری حالت استاتیکی قابل خواندن است. دامنه نوسانات حول مقدار متوسط آن را می توان با عبور سیگنال e_o از تجزیه کننده و فیلتر پایین گذر با فرکانس شکست 10 KHz تشخیص داد. خروجی این فیلتر را می توان به یک ولتمتر تمام موج متصل نمود و مستقیماً ولتمتر را برحسب دامنه‌ی ارتعاشات درجه بندی

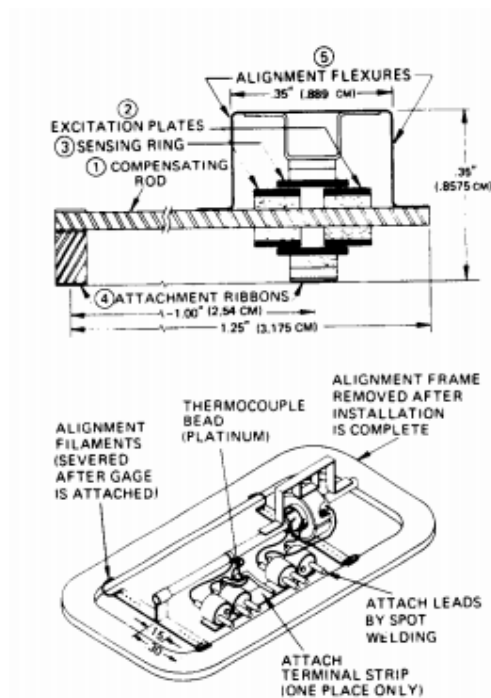
کرد. همچنین می‌توان یک خروجی فیلتر را به اسیلوسکوپ متصل نمود و فرم امواج ارتعاشی را مشاهده نمود.



شکل (۵-۳۹) شکل موج یک جابجایی سینوسی



شکل (۴۰-۵) آنالیز سیگنال ترانسدیوسر خازنی



شکل (۴۱-۵) کرنش سنج دمایی بالای خازنی

این دستگاه دارای شش کاوشگر مختلف با قطر صفحه خازن از 0.0447 تا 1 in و میزان جابجایی از 0.001 ، 0.005 ، 0.01 و 0.5 in می باشد. دقت این دستگاه حدود 2% کل درجه بندی است و هر سطح رسانای مسطحی می تواند به عنوان صفحه دوم خازن به کار گرفته شود. بنابراین در اندازه گیری ارتعاشات قطعات ماشین آلات، این قطعات خود نقش صفحه ی متغیر را ایفا می کنند. حساسیت تفکیک دستگاه 0.5% کل درجه بندی می باشد که به طور مثال برای دستگاهی با درجه بندی 0.001 in امکان تشخیص حرکت هایی به کوچکی $5 \mu\text{in}$ وجود دارد.

شیوه دیگر خطی سازی که معمولاً در فشارسنج ها و شتاب سنج ها به کار می رود نوعی تجزیه ی عرضی می باشد که در شکل (۴۰-۵) نشان داده شده است. خازن های حس کننده به طریقه ی متفاوتی قرار گرفته اند و ولتاژهای e_1 و e_2 با فرکانس حدود 400 KHz و ولتاژ تحریک 6 V dc تحریک می شوند. ولتاژ خروجی که از یک فیلتر پایین گذر عبور کرده دارای مقدار میانگین $e_1 - e_2$ می باشد. موقعی که ترانس دیو سر در وضعیت خنثی است مقدار $e_1 - e_2$ برابر صفر است و ولتاژی در خروجی نداریم. حرکت باعث تغییر پهنا و انحراف به سمت موقعیت $+6 \text{ V}$ یا -6 V می شود که بستگی به علامت x دارد.

سوئیچ‌های چهار حالتی هنگامی که ولتاژهای e_p و e_r به ولتاژ مبنای ۳۷ برسند به طور همزمان عمل می‌کنند. با دقت در دیاگرام نشان داده شده مشاهده می‌شود که جریان در لحظه‌ای که e_p به زمین متصل است ($e_r = 0$) و خازن C_1 دشارژ می‌شود خازن C_p با ولتاژ ۶۷ از طریق مقاومت R با ثابت زمانی $\tau = RC_p$ شارژ می‌شود. موقعی که C_p شارژ شد، C_p خیلی سریع (به صورت نمایش و تقریباً خطی برای لحظات اولیه) افزایش می‌یابد. وقتی e_p به ۳۷ رسید (سطح ولتاژ مبنای دو ورودی مقایسه‌گر ۴ یکسان خواهند شد و خروجی آن باعث عوض شدن وضعیت هر چهار سوئیچ می‌شود. این امر موجب دشارژ لحظه‌ای خازن C_p و مشابهاً شارژ لحظه‌ای C_1 می‌شود. بنابراین یک شبیه‌سازی با پریود $\tau_1 + \tau_2$ (حدود $2/5 \mu s$ در نمونه‌های عملی) به وسیله R و $C_1 + C_2$ و e_{ref} ایجاد می‌شود. اما این سیکل با تغییر مقادیر C_p و C_1 تغییر می‌کند. در حالت پایا ولتاژ خروجی e_o متوسط $e_p - e_r$ می‌باشد. بنابراین:

$$e_o = \frac{e_{ex}t_1}{t_1 + t_2} - \frac{e_{ex}t_2}{t_1 + t_2} = e_{ex} \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} \quad (5-50)$$

اما در خازن‌های متغیر داریم $C_1 = \frac{C_o x_o}{x_o - x_i}$ و $C_p = \frac{C_o x_o}{x_o + x_i}$ که در نهایت از ترکیب این روابط، معادله خطی مناسبی بین x_i و e_o حاصل می‌شود:

$$e_o = e_{ex} \frac{x_i}{x_o}$$

علاوه بر روش ذکر شده، خطی‌سازی ترانسدیوسرهای خازنی می‌تواند با استفاده از یک سیستم فیدبک صورت گیرد که به دامنه‌ی جریان خازن اجازه می‌دهد به ازاء کلیه تغییر مکان‌های x_i در مقدار مبنا باقی بماند. برای این منظور نیاز به یک سیگنال DC متناسب با جریان خازن است تا این سیگنال را با سیگنال مبنا مقایسه کرده و بتوان دامنه ولتاژ سیستم تحریک اسیلاتور (با فرکانس ۱۰۰ KHz) را بالا برد تا هر دو یکسان شوند. اگر دامنه‌ی جریان خازن ثابت بماند حرکت صفحه‌ی خازن و دامنه‌ی ولتاژ آن با x_i رابطه خطی دارند:

$$\frac{i_o}{e_o}(i\omega) = i\omega C \quad |e_c| = \frac{|i_c|}{\omega C} = \frac{|i_c| x_i}{\omega C_o x_o} = K x_i \quad (5-51)$$

شکل (۵-۴۱) نشان دهنده یک ترانسدیوسر جابجایی خازنی است که برای سنجش کرنش در دماهای بالا به کار می‌رود. خازن متغیر از سه رینگ باریک تشکیل شده است که دو رینگ داخلی آن به میله‌ی جبران دما مجهز بوده و از جنسی مشابه جنس ماده‌ی مورد تست ساخته شده‌اند. از آنجایی که

اندازه‌گیری نسبت به محوری روی سطح مورد سنجش صورت می‌گیرد، رینگ خارجی به گونه‌ای طراحی شده است که تاثیر هرگونه خمش به وجود آمده را جبران می‌کند. ماکزیمم کرنش قابل اندازه‌گیری $\pm 2000 \mu\epsilon$ می‌باشد که به معنی امکان اندازه‌گیری جابجایی $\pm 0.2 \text{ in}$ برای نمونه‌ای به طول 1 in می‌باشد. دما می‌تواند تا 1500°F بالا رود، میزان کرنش به ازاء تغییر دما در حدود $\pm 30 \mu\epsilon$ در 1500°F است. قسمت‌های الکترونیکی از تحریکی با فرکانس $3/39 \text{ KHz}$ استفاده می‌کنند و دارای خطای غیرخطی بودن $\pm 0.5\%$ درصد در $3000 \mu\epsilon$ و 70°F می‌باشند. برای حصول کرنشی در حدود $5000 \mu\epsilon$ احتیاج به نیرویی به بزرگی 20 g می‌باشد.

۱۱-۵- ترانسدیسورهای پیزوالکتریک

مواد جامد وقتی که تغییرشکل پیدا کنند درون آن‌ها یک جریان الکتریکی به وجود می‌آید. عکس این حالت نیز امکان پذیر است، یعنی می‌توان با اعمال جریان الکتریسته تغییرشکل مکانیکی ایجاد کرد. به این عملیات اثر پیزوالکتریک گفته می‌شود^۱. اصولاً این تبدیل انرژی الکترومکانیکی در هر دو جهت فرآیند مفید است. ورودی مکانیکی - خروجی الکتریکی اساس کار بسیاری از وسایل اندازه‌گیری شتاب، نیرو و فشار می‌باشد. همچنین این وسیله را می‌توان برای تولید الکتریسته با ولتاژ زیاد و شدت جریان کم به کار برد. از موارد استفاده این نوع تبدیل انرژی می‌توان به ماشین‌های جرقه^۲ القایی و فیلترهای جاذب گرد و غبار الکترواستاتیک اشاره کرد. از کاربردهای حالت ورودی الکتریکی - خروجی مکانیکی می‌توان به ارتعاشات کم دامنه، سیستم‌های صوتی برای تشخیص موقعیت، وسایل تست‌های غیر مخرب مافوق صوت، پمپ‌های جوهرافشان پرنترها، دبی‌سنج‌های مافوق صوت و محرک‌های ایجاد حرکت‌های چند میکرونی اشاره کرد.

موادی که دارای خواص مناسب جهت پدیده پیزوالکتریک می‌باشند به سه دسته تقسیم می‌شوند. دسته اول مواد طبیعی مثل کوارتز و نمک روشل^۳، دسته دوم مواد مصنوعی مثل سولفات لیتیم، آمونیوم و دی هیدروژن فسفر و دسته سوم کریستال‌های سرامیکی فروالکتریکی پلاریزه شده مثل تیتانات باریم و غیره را شامل می‌شوند. برخی فیلم‌های پلیمری نیز در این رابطه بکار می‌روند.

مواد کریستالی به خاطر ساختار غیر متقارن طبیعی خود، بدون نیاز به انجام عملیات اضافی، به راحتی به

1- Pi-ezo-electric

1- Spark

2- Rochell Sult

کار رفته و وظیفه خود را انجام می دهند. اما سرامیک های فروالکتریک باید با قرار گرفتن در یک میدان الکتریکی قوی، در حالی که دمایی بالاتر از دمای تبلور مجدد^۱ دارند و سپس سرمایش آرام آن، به صورت مصنوعی با سرمایش آرام پلاریزه شوند. دمای تبلور مجدد دمایی است بالاتر از دمایی که ماده خاصیت فروالکتریکی خود را از دست می دهد و بنابراین در حداکثر دمای کارکرد ماده ی موردنظر محدودیت خواهیم داشت. موقعی که ماده ی سرد شده از میدان تحریک خارجی بیرون آورده شود به صورت ماده ی پلاریزه عمل می کند و خاصیت پیزوالکتریک دارد.

اثر پیزوالکتریک می تواند موجب تغییر شکل مکانیکی ماده به اشکال مختلف شود. انبساط در ضخامت و سطح، کش آمدن سطح، برش در ضخامت و برش صفحه ای از جمله آثار آن می باشد. حالت حرکت^۲ بستگی به شکل چرخش ماده نسبت به محورهای کریستال و موقعیت الکترودها دارد. الکترودهای فلزی روی سطوح موردنظر ماده ی پیزوالکتریک قرار می گیرند. بنابراین سیم های رابط بار الکتریکی را به ماده وارد و یا از آن خارج می کنند.

از آنجایی که این مواد عایق می باشند دو صفحه الکتروود نقش صفحات خازنی را ایفا می کنند. چون این مواد تغییر شکل های مکانیکی را به سیگنال های الکتریکی تبدیل می کنند بنابراین نقش یک منبع تولید بار الکتریکی و یک خازن را دارند. تغییر شکل مکانیکی باعث ایجاد بار می شود. این بار الکتریکی در ولتاژ کارکرد موجب ایجاد میدانی می شود که مقدار آن $E = \frac{Q}{C}$ می باشد. اثر پیزوالکتریک معرف جهت تغییر شکل ها نیز هست. مثلاً با اعمال کشش روی ماده، قطبیت (مثبت و منفی بودن) خاصی در ولتاژ تولید شده ایجاد می شود که در شناسایی جهت کشش موثر است. اعمال فشار روی همین جسم آثار متضاد قابل تشخیصی دارد.

ما در این قسمت وظایف اصلی ترانسادیوسرهای پیزوالکتریک تبدیل حرکت به ولتاژ را با در نظر گرفتن تنها یک حالت تغییر شکل مثلاً انبساط در ضخامت شرح می دهیم. برای این مورد شکل (۴۲-۵) ب) را در نظر بگیرید. پدیده ی حاصل را ثابت های فیزیکی که با دو اندیس نشان داده شده اند، توصیف می کنند. قرارداد بدین صورت است که عدد اول بیانگر جهت اثر الکتریکی و عدد دوم مبین اثر مکانیکی حاصل می باشد و البته این اعداد با توجه به سیستم مختصات نشان داده شده در شکل (۴۲-۵ الف) می باشند.

دو دسته اصلی ثابت‌ها که یکی ثابت g و دیگری ثابت d است، بررسی می‌شوند. برای یک وسیله‌ی انبساط ضخامتی تیتانات باریم ثابت g موردنظر در این جهت خاص یعنی g_{33} به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$g_{33} \triangleq \frac{\text{میدانی که در جهت 3 به وجود آمده است}}{\text{تنشی که در جهت 3 به وجود آمده است}} = \frac{e_o / t}{f_i / (W\ell)} \quad (5-52)$$

بنابراین اگر مقدار g_{33} برای ماده‌ای داده شده باشد و ضخامت t نیز مشخص باشد می‌توان ولتاژ خروجی را به ازاء تنش وارد شده محاسبه کرد. مقادیر واقعی g در حدود $(N/m^2)/(V/m) \times 10^{-3}$ می‌باشد. این عدد مربوط به تیتانات باریم است و مقدار آن برای کوارتز 50×10^{-3} است. بنابراین به طور مثال کریستالی از جنس کوارتز به ضخامت 0.1 in دارای حساسیتی در حد 0.18 mV/psi می‌باشد که مبین ولتاژ خروجی زیاد به ازاء تنش وارد شده خیلی کم است. برای ارتباط دادن نیروی وارد شده به اثر ایجاد شده، ثابت d را این گونه تعریف می‌کنیم:

$$d_{33} \triangleq \frac{\text{اثری که در جهت 3 تولید می‌شود}}{\text{نیرویی که در جهت 3 اعمال شده است}} = \frac{Q}{f_i} \quad (5-53)$$

که ثابت d_{33} را می‌توان با معلوم بودن ثابت دی‌الکتریک ماده ϵ از مقدار g_{33} محاسبه نمود:

$$C = \frac{\epsilon W\ell}{t} \quad (5-54)$$

$$g_{33} \triangleq \frac{\text{میدان}}{\text{تنش}} = \frac{e_o W\ell}{t f_i} = \frac{e_o C}{\epsilon f_i} = \frac{Q}{\epsilon f_i} = \frac{d_{33}}{\epsilon} \quad (5-55)$$

$$d_{33} = \epsilon g_{33} \quad (5-56)$$

ثابت دی‌الکتریک کوارتز در حدود $4.06 \times 10^{-11} \text{ F/m}$ است در حالی که این مقدار برای تیتانات باریم برابر با 1250×10^{-11} می‌باشد، بنابراین برای کوارتز داریم:

$$d_{11} = \epsilon g_{11} = (4.06 \times 10^{-11})(50 \times 10^{-3}) = 2.03 \times 10^{-13} \text{ C/N} \quad (5-57)$$

(اندیس ۱۱ به کار رفته به این خاطر است که حالت تغییر ضخامت کوارتز که در طول محور کریستالوگرافی آن قرار دارد محور ۱ نامیده می‌شود). گاهی لازم می‌شود اثر خروجی یا ولتاژ مستقیماً به صورت تغییر فرم کریستال‌ها بیان شود (مثل نیرو یا تنش) چون این تغییر شکل است که باعث ایجاد ولتاژ می‌شود. به این منظور لازم است مدول الاستیسیته ماده را بدانیم که در حدود $8.6 \times 10^{10} \text{ N/m}^2$

برای کوارتز و $12 \times 10^{10} \text{ N/m}^2$ برای تیتانات باریم است. به پشتوانه این مطلب می توان از المان های پیزوالکتریک در ترانسدیوسرهای حرکتی استفاده کرد. کاربرد اصلی و هدف نهایی پدیده ی پیزوالکتریک اندازه گیری نیرو و فشار و شتاب است اما برای ساده تر شدن موضوع ما فقط از تبدیل حرکت به سیگنال ولتاژ صحبت می کنیم. برای آنالیز موضوع لازم است ترانسدیوسر و سیم های رابط و آمپلی فایر (تقویت کننده) مربوطه را در یک واحد در نظر بگیریم. چون امپدانس (مقاومت ظاهری) ترانسدیوسر معمولاً خیلی بالا است بنابراین آمپلی فایر به کار رفته مقاومت بالایی دارد و برای محافظت در برابر بهره زیاد ولتاژ ساخته شده است. از اثر خازنی کابل مگر در مورد کابل های خیلی بلند صرف نظر می شود.

برای ترانسدیوسر تنها، اگر جابجایی استاتیکی x_i اعمال شود و تداوم پیدا کند ولتاژ ترانسدیوسر بالا می رود اما جریان حاصل شده آهسته از طریق مقاومت ترانسدیوسر به هدر می رود (نشت جریان). از آنجایی که مقاومت نشتی^۱ معمولاً خیلی بزرگ است (از مرتبه $10^{11} \Omega$ است)، این عملیات خیلی آهسته صورت می گیرد و شاید پاسخی به صورت تقریباً استاتیکی داشته باشیم. اگر وسیله اندازه گیری ولتاژ در خروجی، مقاومت داخلی کمی داشته باشد نشت جریان به صورت خیلی سریع صورت می گیرد و مانع از اندازه گیری استاتیکی می شود؛ حتی آمپلی فایرهای پرمقاومت نیز به ما امکان اندازه گیری استاتیکی را نمی دهند. البته برخی نمونه های تجارتي موجودند که در سیستم به کار رفته در آن ها از ترانسدیوسرهای کوارتزی (با مقاومت نشتی خیلی بالا) استفاده شده است و مقاومت ورودی آمپلی فایر نیز زیاد می باشد که موجب به وجود آمدن مقاومت مؤثر کل $10^{14} \Omega$ شده اند. در این حالت نشتی جریان به اندازه کافی کند صورت می گیرد تا برای مقاصد اندازه گیری استاتیکی مناسب باشند. برای اینکه مطلب بالا را به صورت کمی مورد بررسی قرار دهیم شکل (۴۳-۵) را در نظر بگیرید. بار تولید شده توسط کریستال از رابطه زیر حاصل می شود:

$$q = k_q x_i \quad (5-58)$$

که در آن:

$$k_q = (C/cm) \quad (5-59)$$

و

$$x_i = \text{تغییر شکل (cm)} \quad (5-60)$$

ظرفیت خازن هایی که در شکل (5-43-ب) مشاهده می شوند را می توان با هم ترکیب کرد و به شکل ساده شده (5-43-ج) مورد بررسی قرار داد. همچنین ما منبع تولید بار را به منبع تولید جریان تبدیل می کنیم. به این ترتیب که طبق تعریف داریم:

$$i_{cr} = \frac{d_q}{dt} = k_q \left[\frac{dx_i}{dt} \right] \quad (5-61)$$

و بنابراین می توان نوشت:

$$i_{cr} = i_C + i_R \quad (5-62)$$

همچنین داریم:

$$e_o = e_c = \frac{\int i_c dt}{C} = \frac{\int (i_{cr} - i_R) dt}{C} \quad (5-63)$$

$$C \left[\frac{de_o}{dt} \right] = i_{cr} - i_R = K_q \left[\frac{dx_i}{dt} \right] - \frac{e_o}{R} \quad (5-64)$$

$$\frac{e_o}{x_i}(D) = \frac{K \mathcal{D}}{\mathcal{D} + 1} \quad (5-65)$$

که در این رابطه

$$K \triangleq \text{حساسیت} \triangleq \frac{K_q}{C} \quad (V/cm) \quad (5-66)$$

و

$$\tau \triangleq \text{ثابت زمانی} \triangleq RC \quad (s) \quad (5-67)$$

همان طور که در حس کننده خازنی شکل (5-36) مشاهده می شود پاسخ حالت ماندگار به ثابت x_i برابر صفر است. بنابراین نمی توان جابجایی استاتیکی را اندازه گرفت. برای محدوده ی وسیعی از پاسخ ها با اختلاف حداکثر ۵٪ فرکانس مربوطه ω این چنین محاسبه می شود:

$$(0.95)^2 = \frac{(\omega_1 \tau)^2}{(\omega_1 \tau)^2 + 1} \quad (5-68)$$

$$\omega_1 = \frac{3.04}{\tau} \quad (5-69)$$

بنابراین مقادیر بزرگ τ (ثابت زمانی) موجب ایجاد پاسخ‌هایی در فرکانس کمتر خواهد شد. پاسخ این ترانسدیوسرها با در نظر گرفتن تغییر مکان به عنوان ورودی در شکل (5-44) آورده شده است. معادله دیفرانسیل حاکم بر این مسأله عبارت است از:

$$(\tau D + 1)e_o = (K\tau D)x_i \quad (5-70)$$

برای $x_i = A$ و $0 < \tau < T$ خواهیم داشت:

$$(\tau D + 1)e_o = 0 \quad (5-71)$$

به ازاء $\tau = 0^+$ تغییر مکان x_i برابر A است و بنابراین بار به صورت ناگهانی به مقدار $K_q A / C$ افزایش می‌یابد. بنابراین شرایط اولیه عبارتند از:

$$e_o = \frac{K_q A}{C} \quad (\tau = 0^+) \text{ در} \quad (5-72)$$

با حل معادله (5-71) با شرایط اولیه به دست آمده خواهیم داشت:

$$e_o = \frac{K_q A}{C} e^{-t/\tau} \quad 0 < t < T \quad (5-73)$$

این معادله تا زمان $\tau = T$ معتبر است و در این لحظه دیگر نمی‌توان از آن استفاده کرد. چون تغییر در x_i برای $T < t < \infty$ از معادله دیفرانسیل زیر به دست می‌آید:

$$(\tau D + 1)e_o = 0 \quad (5-74)$$

در $t = T$ معادله (5-73) هنوز معتبر است و داریم:

$$e_o = \frac{K_q A}{C} e^{-T/\tau} \quad (5-75)$$

حال در زمان $t = T$ ورودی x_i ناگهان از مقدار A به صفر می‌رسد و باعث کاهش ناگهانی مقدار بار $K_q A$ می‌شود و به دنبال آن مقدار e_o به خاطر عبارت $K_q A / C$ کاهش می‌یابد. بنابراین مقدار e_o برابر خواهد بود با:

$$e_o = \frac{K_q A}{C} [e^{-T/\tau} - 1] \quad (5-76)$$

که با اعمال این شرط اولیه در معادله (5-74) حل معادله به دست می‌آید:

$$e_o = \frac{K_q A}{C} [e^{-T/\tau} - 1] e^{-(t-T)/\tau} \quad T < t < \infty \quad (5-77)$$

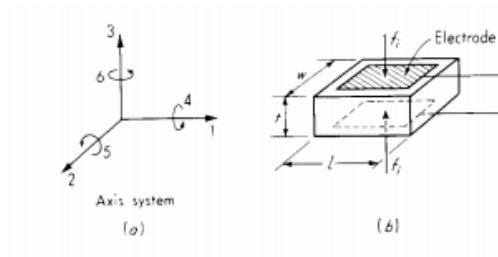
شکل (۵-۴۴) بیانگر کل فرآیند به ازاء سه مقدار متفاوت τ می باشد. واضح است که مقادیر بزرگ τ پاسخ صحیح تری به x_i می دهند. اگر بخواهیم میزان تنزل^۱ در زمان $\tau = T$ کمتر از ۵٪ باشد، مقدار ثابت زمانی τ باید حداقل $20T$ باشد و اگر در کاربرد ویژه ای مقادیر بزرگی برای τ لازم باشد باید هر دو کمیت R و C را بزرگ انتخاب کرد ($\tau = RC$). برای افزایش C می توان از یک خازن که در مدار خارجی ترمینال ها متصل است استفاده کرد. اما افزایش ثابت زمانی به قیمت کاهش حساسیت خواهد بود چون داریم $K = \frac{K_q}{C}$ ، که البته این امر به خاطر حساسیت اولیه بالای وسایل پیزوالکتریک قابل قبول است.

برای افزایش مقاومت R می توان از آمپلی فایری با مقاومت داخلی بالا استفاده کرد. اگر حساسیت دستگاه زیاد هم نباشد، می توان از مجموعه مقاومت هایی که به خروجی های آمپلی فایر متصل می شود استفاده کرد و بدون استفاده از آمپلی فایر دیگر مقدار ثابت زمانی τ را افزایش داد. بحث در مورد محاسبات و عملکرد جبرانی اجزای مدار پل به عنوان کرنش سنج چندان ضروری به نظر نمی رسد. المان پیزوالکتریک نیز عملکردی مشابه ترانسیدوسرهای نیرویی سه عنصری که در شکل (۵-۴۵) مشاهده می شود دارد. در اینجا از دو نوع دیسک کوارتزی استفاده شده است که یکی برای آشکارسازی کشش و فشار و دیگری برای آشکارسازی برش بکار رفته است. یک جفت دیسک کششی فشاری برای اندازه گیری نیرو در جهت Z و دو جفت دیسک برشی برای اندازه گیری چرخش در جهات x و y استفاده شده است.

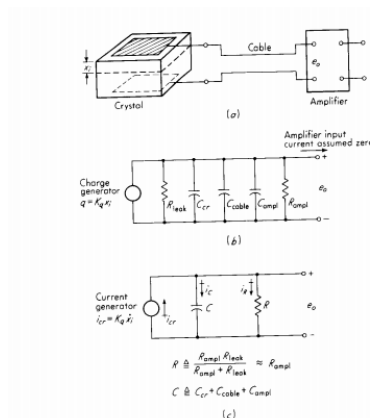
استفاده از دیسک های جفتی بجای یک عدد دیسک، تماس الکترودها را ساده تر ساخته، نیاز به لایه های عایق جداکننده دیسک ها را که موجب کاهش استحکام می شود برطرف می کند و موجب افزایش حساسیت دستگاه می شود. توجه کنید که اتصال هر جفت از دیسک ها به صورت موازی است به گونه ای که بار کل برابر مجموع بار دیسک ها می باشد. این سیگنال مجموع می تواند مربوط به بیش از دو المان باشد و محدود به المان های موجود در یک ترانسیدو سر نمی شود. بنابراین مؤلفه x نیرویی از یک ترانسیدو سر را می توان با مؤلفه y نیرویی که در ترانسیدو سر دیگر اندازه گیری شده است با هم جمع کرد.

با آنکه المان‌های پیزوالکتریک به هر دو نوع کرنش مثبت و منفی پاسخ می‌دهند (با اثرات قطب‌های مخالف) اما برای اعمال تنش کششی روی المان از لحاظ مکانیکی محدودیت داریم، چون معمولاً اتصالات چسبی دوام کافی ندارند. یک راه حل عمومی نصب المان (مثلاً نوع دیسکی) در پیش‌بارگذاری‌های خیلی سنگین فشاری می‌باشد.

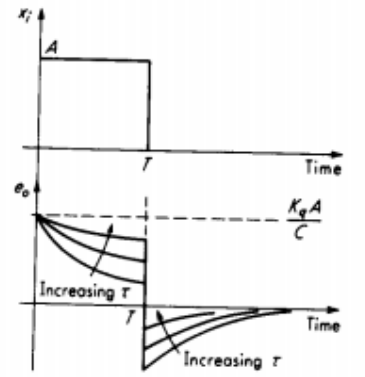
مقدار پیش‌بارگذاری‌های فشاری باید به اندازه‌ای باشد که اصطکاک کافی برای انتقال برش بدون لغزش برشی در جهات x و y ایجاد شود. در اینجا نشت جریان برای بارهای پایا سودمند است چون پیش‌بارگذاری استاتیکی ایجاد شده اثرات سودمند مکانیکی را اعمال کرده و در عین حال ولتاژ خروجی را نیز صفر می‌کند (حالت خنثی دستگاه). اعمال بارهای مثبت و منفی در جهت z موجب ایجاد ولتاژهای الکتریکی مثبت و منفی می‌شود که پس از جمع و تفریق، ولتاژ حاصل نشان‌دهنده کرنش اعمال شده بدون احتساب آثار مربوط به پیش‌بارگذاری خواهد بود. جزئیات اطلاعات جزئی مربوط به کاربردهای استاتیکی و دینامیکی ترانس‌دیوسرهای پیزوالکتریک متفاوت می‌باشد و در هر کاربرد از قبیل اندازه‌گیری نیرو، فشار، شتاب و... متفاوت هستند.



شکل (۵-۴۲) ترانس‌دیوسر پیزوالکتریک



شکل (۵-۴۳) مدار معادل ترانس‌دیوسر پیزوالکتریک



شکل (۴۴-۵) پاسخ پالس ترانسدیوسر پیزوالکتریک

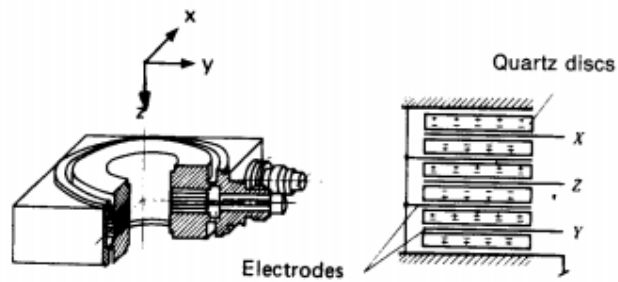
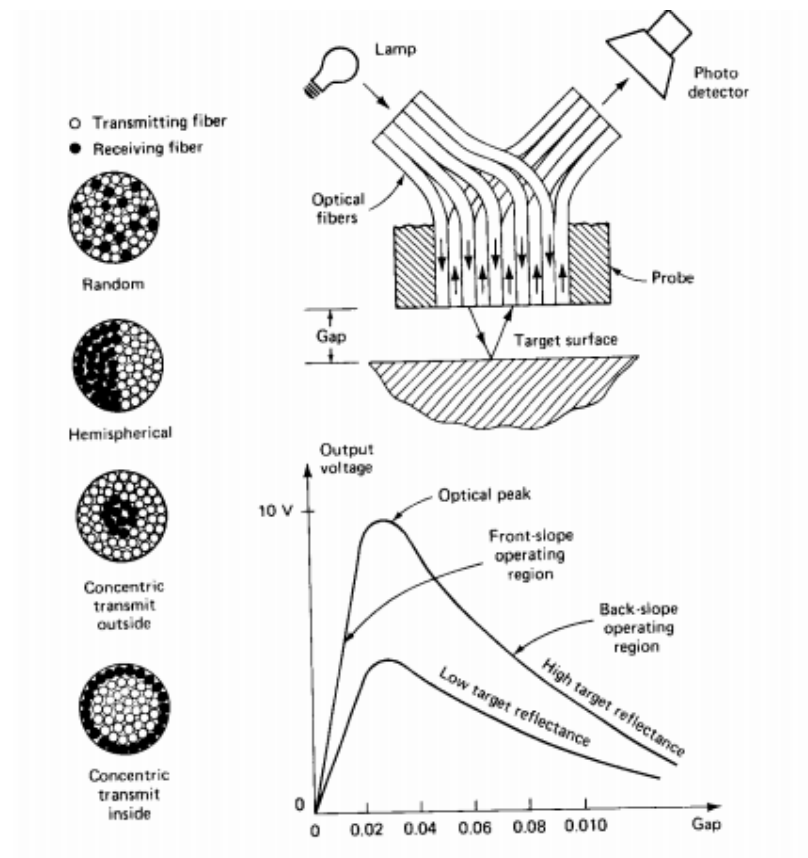


Figure 4.43 Three-component piezoelectric force transducer.

شکل (۴۵-۴) ترانسدیوسر نیرو پیزوالکتریکی



شکل (۵-۴۶) ترانسدیوسر جابجایی فیبر نوری

۵-۱۲- وسایل اندازه گیری الکترواپتیکی

در این قسمت چندین وسیله‌ی اندازه گیری جابجایی که به صورت ترکیباتی از وسایل اپتیکی و الکتریکی می‌باشند توصیف می‌شوند. هر یک از این وسایل برای منظور خاصی به کار گرفته می‌شوند. ولی همگی از مزیت مهم روش اپتیکی، که عملکرد غیر تماسی با صرف نیروی کم برای ایجاد حرکت می‌باشد، برخوردار هستند. اولین وسیله مورد بررسی سنسور فتوالکتریک است.

۵-۱۲-۱- سنسورهای فتونیک

این سنسور به کمک فیبرهای نوری جابجایی‌هایی از حدود میکرواینچ تا دهم اینچ را با وسایل الکترواپتیکی نسبتاً ساده اندازه می‌گیرد. کاوشگر دستگاه نشان داده شده در شکل (۵-۴۶) دارای قطری در محدوده‌ی 0.02in تا 0.03in و طول 3in می‌باشد. این کاوشگر از مجموعه چند صد فیبر نوری

تشکیل شده است که هر کدام فقط چند هزارم اینچ قطر دارند. طول هر دسته حدود ۱ تا ۳ فوت است و هر دسته از دو گروه با تعداد مساوی فیبر تشکیل می شود. یک گروه از این فیبرها (فیبرهای فرستنده) به منبع مولد نوری متصل اند و نور را به نوک کاوشگر منتقل می کنند تا موجب تابش و انعکاس نور روی سطح موردنظر شوند. بنابراین هدف هایی با قابلیت انعکاس بیشتر خروجی های قوی تری دارند؛ ولی سطوح تیره نیز قابل اندازه گیری هستند. نور منعکس شده به وسیله گروه دیگری از فیبرها (فیبرهای گیرنده) جذب شده و به قسمت الکترونیکی دستگاه منتقل می شود تا بر روی یک جذب کننده نوری مناسب متمرکز گردد.

خروجی قسمت الکترونیکی ولتاژ DC متناسب با فاصله کاوشگر از سطح می باشد. برای کاهش اثرات انعکاس افقی بین فیبرها پوشش مناسبی بین آنها وجود دارد. از ده نوع شیشه با شاخص انکسارهای مختلف برای ایجاد انعکاس داخلی (در فیبرها) استفاده می شود. کاوشگرهای به کار رفته دارای دو نوع محدوده ای اندازه گیری متمایل به جلو و متمایل به عقب می باشند.

موقعی که فاصله کاوشگر و سطح (از مقدار صفر) زیاد می شود قسمت بیشتری از سطح هدف روشن شده، انعکاس افزایش یافته و عملکرد خطی با حساسیت زیاد را منجر می شود (وضعیت متمایل به جلو). با افزایش فاصله سرانجام کل سطح هدف روشن می شود و حداکثر خروجی حاصل می شود. حرکت در اطراف این نقطه (نقطه ماکزیمم) باعث کاهش در پاسخ می شود. با افزایش بیشتر فاصله هر دو کمیت روشنایی سطح و نسبت روشنایی جذب شده به وسیله سنسور طبق قانون عکس مجذور فاصله شدیداً کاهش می یابد. این وضعیت را متمایل به عقب می نامیم. این ناحیه نیز برای اندازه گیری مفید است اما از لحاظ حساسیت و خطی بودن خواص ضعیف تری دارد.

تئوری نشان می دهد که حداکثر حساسیت در وضعیت متمایل به جلو رخ می دهد. البته این وضعیت زمانی اتفاق می افتد که هر فیبر جذب کننده با چهار فیبر فرستنده احاطه شده باشد. در تولید انبوه، این کار امکان پذیر نیست و در عمل از یک آرایش تصادفی که نتایج مشابه دارد استفاده می شود؛ سه ترکیب دیگر که در شکل (۴۶-۵) نشان داده شده نیز به کار گرفته می شوند. خواص مربوط به یک کاوشگر استاندارد (متمایل به جلو) با آرایش تصادفی به قطر 0.109 in از قرار زیر می باشد:

حساسیت $1/6 \text{ mr}/\mu\text{in}$ ، خطای غیرخطی بودن $\pm 1\%$ ، محدوده ی کاربرد از 0.001 in تا 0.009 in و تفکیک استاتیکی $1 \mu\text{in}$ ، گستره ی پاسخ فرکانسی $\pm 3 \text{ dB}$ از جریان dc تا فرکانس 50 KHz ،

محدوده‌ی کامل خروجی از ۰ تا ۱۰V و نوسانات و سیگنال خروجی ۵۰mvp-p. از آنجایی که سطح هدف موردنظر در روی قسمتی از ماشین ایجاد می‌شود، برای ارزیابی احتیاج به درجه‌بندی استاتیکی می‌باشد. هرچند امکانات مربوط به جبران اتوماتیک تغییرات خیلی کم باز تابش سطح وجود دارد.

۲-۱۲-۵- تداخل لیزی

لیزرها مبنای بسیاری از وسایل اندازه‌گیری هستند که در مراکز صنعتی و آزمایشگاه‌های تحقیقاتی کاربرد فراوان دارند. گونه‌های متفاوتی از آن‌ها در اندازه‌گیری حرکت و جابجایی به کار گرفته شده‌اند. یکی از این وسایل در شکل (۴۷-۵) نشان داده شده است. در این وسیله از یک اشعه تک چشمه‌ای هلیوم-نئون استفاده شده است. اشعه توسط یک منشور پنج وجهی که با سرعت ۱۸۰۰rpm در حال چرخش است روی قطعه کار می‌تابد و اندازه‌گیری‌هایی را در مدت $\frac{1}{150}$ s انجام می‌دهد. یک لنز مخصوص، اشعه‌های موازی را برای جاروب کردن فضای اندازه‌گیری موردنظر با سرعتی متناسب با سرعت چرخش منشور می‌فرستد. بنابراین مکان دقیق وسیله‌ای که می‌خواهیم بعد انتقال را اندازه‌گیری کنیم (مثلاً قطر یک استوانه) لازم نیست مشخص باشد. اگر هدف در حین اندازه‌گیری حرکت کند، خطایی در اندازه‌گیری به وجود می‌آید؛ (البته با توجه به سیکل اندازه‌گیری خیلی سریع این دستگاه، این خطا مقدار کمی دارد). اگر هدف موردنظر دارای حرکت نوسانی باشد میانگین مقادیر اندازه‌گیری شده خطا را حداقل می‌کند. به خاطر سایه‌ای که از هدف ایجاد می‌شود ولتاژ خروجی نورسنج^۱، نشان دهنده‌ی شکافی است که مدت زمان آن متناسب با پهنای هدف قرار گرفته در فضای اندازه‌گیری است.

از یک سیستم نوسان‌کننده (با فرکانس حدود ۱۸KHz) به عنوان ساعت شمارشگر و مرجع فرکانس AC برای موتور سنکرون پسماند^۲ جهت چرخاندن منشور استفاده می‌شود. بنابراین هرگونه تغییر در فرکانس نوسان‌کننده باعث تغییر سرعت چرخش موتور و تغییر مرجع زمانی شمارشگر شده که این دو موجب خنثی شدن اثر یکدیگر می‌شوند. مدار برای رد کردن نوع مشخصی از اندازه‌گیری‌ها که به اندازه‌گیری‌های نامناسب (بد) مشهورند نیز طراحی شده است. به طور مثال، مواقعی که هدفی در فضای

1- Photodetector

2- Hysteresis - synchronous motor

موردنظر وجود نداشته یا هنگامی که به واسطه وجود دود زیاد در فضای کاری سیگنال ضعیف بوده و دقت لازم به دست نمی آید. سیستم همیشه آخرین اندازه گیری مناسب انجام گرفته شده را نگه داشته و تا موقعی که سیگنال مناسب دیگری را اندازه نگیرد آن را حفظ می کند.

هر کاربرد دارای ویژگی های خاص خود می باشد. به عنوان مثال دقتی در حدود 10^{-4} in در کاربردهایی چون اکستروژن پلاستیک، کنترل قطر در ماشین نورد میله، کنترل سایش سنگ خارج مرکز و اندازه گیری قطر خارجی میله های سوخت راکتورهای هسته ای لازم است. در اینجا ما به اختصار به معرفی پدیده تداخل لیزری که برای اندازه گیری های خیلی دقیق به کار می رود می پردازیم.

استفاده از اصل تداخل نوری به عنوان یک ابزار اندازه گیری به عنوان قسمتی از فیزیک کلاسیک مطرح است. مایکلسن در سال ۱۸۹۰ با استفاده از شماتیکی که در شکل (۴۸-۵) نشان داده شده و اساس کار بسیاری از پیشرفت های کنونی می باشد نتایجی به دست آورد. با در نظر گرفتن مدل موجی برای نور سیکل هایی از روشنایی و تاریکی ایجاد شده توسط حرکت آینه متحرک که فاز اشعه ۲ را نسبت به اشعه ثابت ۱ جابجا می کند، مشاهده خواهد شد. این امر موجب تقویت و تداخل متناوب دو اشعه می شود. اگر طول موج نور را 0.5×10^{-6} m در نظر بگیریم به ازای هر 0.25×10^{-6} m حرکت آینه یک سیکل کامل روشنایی خواهیم داشت (روشنایی به تاریکی به روشنایی). با شمارش تعداد سیکل های روشنایی می توان فاصله بین هر دو موقعیت آینه متحرک را اندازه گرفت.

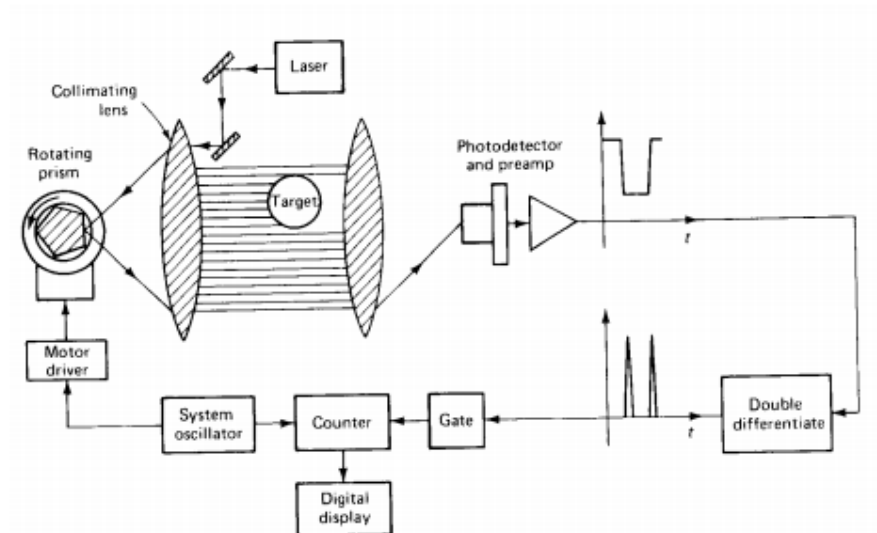
این اصل به ظاهر ساده، اندازه گیری با مشکلات عدیدی همراه بوده که تا قبل از پیدایش دستگاه های لیزری، آن را به یک فرآیند پیچیده آزمایشگاهی استاندارد به جای یک روش کاربردی تبدیل کرده بود. اما لیزر کیفیتی بهتر با پرتو نور تک فام (تک فرکانس) نسبت به لامپ ها به وجود می آورد و از آنجایی که نور آن همدوس^۱ است (یعنی در فاز خود باقی می ماند) روی فواصل بزرگتری عمل می کند و فرکانس آن بسیار پایدار و صحیح است (تا دقت $1/10^7$). وقتی که نور از هوا عبور می کند فرکانس آن تغییر کرده و طول موج آن موقعی تغییر می کند که تغییر در فشار، دما و یا رطوبت هوا موجب تغییر ضریب شکست نور در هوا شود. اثر فشار در حدود $4/10^7$ در هر میلی متر جیوه است در حالی که اثر دما حدود $11/10^7$ به ازاء هر درجه سلسیوس است. در خیلی از کاربردها این تصحیحات لازم نیست، اما در مواردی که لازم باشد، از سیستم های رایج برای تصحیح دما، فشار و رطوبت، که به

صورت اتوماتیک تصحیحات لازم را انجام می‌دهد، استفاده می‌شود. از آنجایی که اندازه‌گیری طول قطعه‌ای به دمای آن بستگی دارد، در برخی سیستم‌ها قطعه اتوماتیک‌وار با توجه به دمای استاندارد (20°) اندازه‌گیری می‌شود و نتیجه در این دما نمایش داده می‌شود. طراحی‌های مکانیکی، الکترونیکی و اپتیکی دقیق که براساس اصول ساده‌ی بالا ساخته شده‌اند، سیستم‌های چندمنظوره‌ی دقیق با کاربردهای زیاد و استفاده بسیار آسان را فراهم کرده‌اند. شکل (۴۹-۵) یکی از این سیستم‌ها را نشان داده که در مورد آن مختصراً بحث می‌شود.

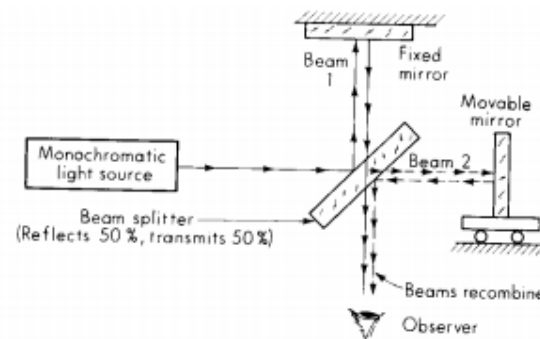
لیزرهای هلیوم-نئون به طرز غیر عادی، با تولید نوری از دو فرکانس f_1 و f_2 که هر دو با اختلاف ۲MHz در حدود $5 \times 10^{14} \text{ Hz}$ هستند و قطب‌بندی متضاد دارند، عمل می‌کنند. موقعی که اشعه، لیزر را ترک می‌کند به دو قسمت می‌شود. نیمی از آن مستقیماً به قطبی‌کننده^۱ و جذب‌کننده نور تابیده تا موجب ایجاد سیگنال الکتریکی مبنا شود و نیمی دیگر به قسمت‌های اپتیکی خارجی می‌تابد. قسمت قطبی‌کننده اشعه‌ای با دو فرکانس پلاریزاسیون مساوی تولید می‌کند و بنابراین می‌تواند تداخل مخرب و غیر مخرب را نمایش دهد. این تداخل را می‌توان به صورت نموداری شامل شدت برحسب زمان نشان داد. در شکل (۴۹-۵) دو موج، ابتدا هم‌فاز بوده و بعد به صورت خیلی جزئی اختلاف فاز پیدا می‌کنند. بنابراین فرکانس به آرامی در حال تغییر است. در نظر داشته باشید که تأخیر یا تقدم زمانی در هر سیکل درصد خیلی کمی از سیکل را تشکیل می‌دهد، بنابراین امواج نشان داده شده دارای ساختار مشابه‌اند که به شعاع مبنای جاذب نور، روشنایی زیادی داده و بنابراین خروجی الکتریکی بالایی خواهیم داشت. هنگامی که فرکانس از $1/25 \times 10^8$ سیکل در ثانیه بگذرد تداخل مخرب (که موجب ایجاد روشنایی کم و نتیجتاً خروجی الکتریکی کم می‌شود) به وجود می‌آید که موجب انتقال فاز به اندازه نیم سیکل می‌شود. بنابراین نور روی جذب‌کننده با سرعت ۲MHz سوسو می‌زند و سیگنالی الکتریکی با فرکانس ۲MHz به وجود می‌آورد. سرعت زیاد پالس‌های ارسالی باعث ایجاد قدرت تفکیک مناسب در دستگاه می‌شود برای مثال حرکتی با سرعت ۱cm/s به مدت یک ثانیه (جابجایی ۱cm است) با ۳۳۰۰۰ شمارش همراه است، پس دقت تفکیک حدود $3 \times 10^{-7} \text{ m}$ است.

برای بررسی آثار خطای ناشی از عوامل محیطی چون فشار دما و رطوبت هوا تحقیقات زیادی صورت گرفته است. شکل (۵۰-۵-الف) نشان دهنده جدول مقایسه مدل‌های مختلفی از دستگاه در برابر این

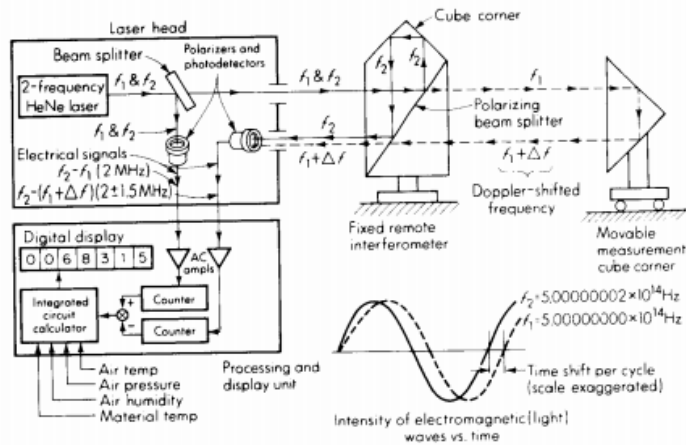
عوامل می باشد.



شکل (۵-۴۷) سنجه ابعاد لیزری



شکل (۵-۴۸) تداخل سنج مایکلسن اولیه



شکل (۵-۴۹) تداخل سنج لیزری مدرن

۳-۱۲-۵- تکنیک‌های فتوگرافیک (عکاسی) ویدئوتیپ (نوار ویدئویی)

کاربردهای عکاسی و تصویربرداری ثابت یا متحرک به ما اجازه‌ی آنالیز کمی و کیفی حرکات پیچیده‌ای را می‌دهد، که بر روی آن‌ها با روش‌های دیگر خیلی مشکل است. در این قسمت ما به چند کاربرد عمده‌ی این وسایل می‌پردازیم.

شاید ساده‌ترین کاربرد عکاسی در عکاسی تک فلاش باشد. به منظور مطالعه برخی خصوصیات فیزیکی، شیء موردنظر لازم است برای لحظه‌ای ساکن شود. وسایلی که معمولاً در این روش به کار می‌روند عبارتند از دوربین کم سرعت، منبع نور استروبوسکپی (فلاشر) و شاسی مخصوص ایجاد سیگنال‌های فلاش نور در موقعیت موردنظر.

در صورتی که بتوان آزمایشی را در اتاق تاریک ترتیب داد نتایج مطلوبی حاصل می‌شود. این آزمایش با باز و بسته کردن دیافراگم دوربین به صورت دستی و روشن کردن نور در موقعیت موردنظر و سپس بستن دیافراگم به صورت دستی انجام می‌گردد. اگر شاسی به موقع عمل کرده باشد و فاصله‌ها درست رعایت شده باشد، تصویری از شیئی ساکن شده در نور فلاش حاصل می‌شود. این گونه تصاویر در تجزیه و تحلیل فرآیندهای پیچیده‌ی فیزیکی، حرکت سیال و یا حرکت قطعات یک ماشین مفید می‌باشند. البته ثابت کردن تصویر حرکت بستگی به سرعت بالای فلاش زدن در مقایسه با سرعت حرکت جسم دارد. فلاش‌ها با مدت ۱ تا ۳ μs قابل حصول می‌باشند. به طور مثال اگر جسمی با سرعت ۳۰۰ m/s در حرکت باشد به خاطر حرکت جسم در حین فلاش زدن لکه‌هایی به طول ۰/۰۳ تا ۰/۰۹ cm در تصویر ایجاد می‌شود. اندازه‌ی واقعی لکه ایجاد شده با حاصلضرب این مقدار در نسبت تصویر دوربین برابر می‌باشد. اگر طول جسم ۱ cm باشد و روی فیلم اثری به طول ۰/۱ cm ایجاد کند لکه‌هایی به طول ۰/۰۰۳ تا ۰/۰۰۹ cm بر روی فیلم به وجود خواهند آمد که معمولاً قابل صرف نظر می‌باشد. اگر امکان ایجاد فضای تاریک برای آزمایش فراهم نباشد باید باز و بسته شدن دیافراگم دوربین با فلاش‌های نور سنکرون بوده و به اندازه کافی کوتاه باشد، به طوری که موجب رسیدن نور بیش از اندازه به فیلم و خراب شدن آن نشود.

اگر یک نمودار مکان- زمان موردنظر باشد از عکاسی مکرر با فاصله زمانی مشخص استفاده می‌کنیم. مراحل کار مثل قبل است و فقط باید سرعت تکرار فلاش‌ها مطابق نرخ زمانی مشخصی تنظیم شود. نتیجه کار عکس‌هایی است که نشان دهنده شیئی متحرک در موقعیت‌هایی که با بازه‌های زمانی مناسب از هم جدا شده‌اند می‌باشد. با به کارگیری یک درجه‌بندی مناسب روی فیلم عکاسی (ترجیحاً در صفحه

حرکت) می‌توان نتایج عددی تغییر مکان را برای مدت زمان‌های مشخص اندازه گرفت. از تکنیک فیلمبرداری سریع برای مطالعه حرکاتی که خیلی سریع صورت می‌گیرند و امکان تجزیه و تحلیل آن‌ها با چشم نیست استفاده می‌شود. برای این کار باید عکس‌هایی در فرکانس‌های بالا گرفته شود (چندین عکس در ثانیه) و سپس فیلم با یک پروژکتور با سرعت کم نمایش داده شود. پایین‌ترین فرکانس قابل استفاده‌ی پروژکتور ۱۶ تصویر در ثانیه است و سرعت‌های پایین‌تر از این موجب احساس حالت پرش فیلم می‌شود که علت آن زمان $0/06$ ثانیه‌ای مورد نیاز چشم انسان جهت تفکیک حرکات سکون است. بالاترین فرکانس دوربین فیلمبرداری بستگی به ساختار آن دارد. دوربین‌های کوچک قابل حملی در دسترس هستند که فرکانسی در حدود ۲۰۰۰ تصویر در ثانیه داشته و به طور وسیعی در صنعت بکار می‌روند.

دوربین‌هایی نیز با ساختمان پیچیده‌تر و البته قیمت بیشتر برای کاربردهای خاص موجودند که فرکانس آن‌ها به چند میلیون تصویر در ثانیه هم می‌رسد. بزرگنمایی زمانی^۱ به صورت نسبت فرکانس دوربین به فرکانس پروژکتور تعریف می‌شود. بنابراین اگر فرکانس پروژکتور ۱۶Hz باشد، نسبت بزرگنمایی‌هایی با مقادیر چند صد هزار قابل حصول می‌باشد. این در حالی است که در کاربردهای متداول صنعتی نسبت‌های ۷:۱۵۰۰ معمول است.

همانند عکاسی مکرر، در فیلمبرداری سریع هم فرکانس باز و بسته شدن دیافراگم باید به اندازه‌ی کافی زیاد باشد تا از به وجود آمدن سایه و لکه در تصاویر جلوگیری شود. برای یک فیلم ۱۶mm سایه‌هایی در حدود ۰/۰۵cm قابل چشم‌پوشی می‌باشند. با بکارگیری فلاش‌های سنکرون سریع الکترونیکی به عنوان منبع نور نیاز به تنظیم سرعت دیافراگم تا حدی برطرف خواهد شد، زیرا که مدت زمان فلاش‌ها باعث کنترل سایه‌ها و لکه‌ها بدون توجه به سرعت دیافراگم می‌شود. انتخاب سرعت مناسب عکسبرداری یا فیلمبرداری، با در نظر گرفتن قانون نمایش که در آن حرکت کامل باید در حدود ۲ تا ۱۰s مشاهده شود، امکان پذیر است. بنابراین حرکتی که در ۰/۰۱s صورت می‌گیرد احتیاج به بزرگنمایی زمانی ۲۰۰۰ تا ۱۰۰۰۰ مرتبه دارد. برای حرکات ارتعاشی سرعت فیلمبرداری دوربین باید چندین برابر (۵ تا ۱۰ برابر) سریعتر از فرکانس ارتعاش باشد.

یک روش مناسب دیگر استفاده از نوارهای ویدئویی مخصوص است که امکان استفاده از ۶۰ تا ۱۲۰

تصویر در ثانیه و قابلیت نمایش نوری تصویر را دارند و برای اندازه‌گیری‌های صنعتی به کار می‌روند. این نوع دستگاه‌ها همانند دستگاه‌های ویدئویی معمول است ولی جزئیات طراحی آن‌ها متفاوت می‌باشد. مثلاً سرعت تصاویر ۲ تا ۴ برابر حالت عادی است و نویزهای مربوط به غلتک‌های چرخاننده را ندارند و آسیب کمتری به فیلم در حال چرخش می‌رسانند. علاوه بر این برای ساکن کردن حرکات سریع از روشنایی استروبوسکوپی (فلاشری) با مدت فلاشی در حدود $20\mu s$ برای هر تصویر استفاده می‌شود. لازم به ذکر است که تفکیک زمانی حرکت بستگی به سرعت تصاویر داشته و به سرعت فلاش‌ها بستگی ندارد بنابراین این سیستم‌ها فقط با روش‌های فیلمبرداری با سرعت کمتر در رقابت هستند. بسیاری از کاربردهای صنعتی نیز در همین محدوده کار می‌کنند. سیستم جدیدی که در آن ترکیب سنسورهای ویدئویی و ضبط مغناطیسی و پردازش دیجیتال استفاده شده سرعت‌های ۲۰۰۰ تصویر در ثانیه (برای کادر کامل) و ۱۲۰۰۰ تصویر در ثانیه (برای ۱/۶ اندازه تصویر) را حاصل می‌کند.

۴-۱۲-۵- هولوگرافی

هولوگرافی اپتیکی نیز از جمله تکنیک‌های اپتیکی لیزری می‌باشد که برای اندازه‌گیری ارتعاشات، شبیه‌سازی جریان، آنالیز ذرات و غیره به کار می‌رود. در اینجا به توصیف هولوگرافی تداخلی که یکی از تکنیک‌های اندازه‌گیری ارتعاشات است اجمالاً پرداخته می‌شود. تداخل کلاسیک (تداخل نوری قبل از لیزر) به اندازه‌گیری حرکات کوچک سطوح انعکاسی صیقلی محدود می‌شد. اما تکنیک‌های پیشرفته‌ی لیزری امکان کاربرد این روش برای اشیاء سه بعدی با سطوح منحنی پیچیده و سطوح پخش‌کننده‌ی انعکاس‌ها یا به عبارتی دیگر هر شیئی واقعی را دارند.

شکل (۵۱-۵) شماتیک ساده‌ای از یک دستگاه هولوگرافیک را نشان می‌دهد. یک اشعه لیزر با یک تقسیم‌کننده به دو اشعه جدا از هم تقسیم می‌شود که این اشعه‌ها نسبت فاز ثابتی را در مسافتی هم‌فاز با هم و هم‌فاز با شعاع لیزر اصلی حدود طول کوهرنت (همدوس) حفظ می‌کنند. طول کوهرنت فاصله‌ای است که یک لیزر با خودش هم‌فاز باقی می‌ماند. اگر طول کوهرنت زیاد باشد، می‌توان اشیاء بزرگتر را هم اندازه گرفت. به طور مثال یک لیزر هلیوم-نئون با توان ۲۰ میلی وات دارای طول کوهرنت $0.2m$ است که قابل استفاده برای اندازه‌گیری‌هایی تا حدود $0.5m$ در همه‌ی جهات می‌باشد.

بعد از آنکه شعاع لیزر به دو شاخه تقسیم شد این دو شاخه از هم دور و گسترده می‌شوند و بنابراین به

جای یک نقطه یک سطح روشن می شود. لازم به ذکر است که لیزرهای مجتمع (غیر گسترده) خطرناک هستند و در استفاده از آنها باید دقت شود. یکی از این اشعه های گسترش یافته برای روشنایی یک صفحه ی عکاسی حساس به کار می رود و اشعه ی دیگر جسم مورد اندازه گیری را روشن می کند که بازتاب این اشعه ی لیزر نیز روی همان فیلم عکاسی می تابد. اگر جسم مورد اندازه گیری ساکن باشد، هنگامی که دو اشعه با هم روی صفحه ی عکاسی ترکیب شوند، به خاطر اختلاف فازی که به علت اختلاف دو مسیر ایجاد شده، تصویر واضح و متمرکزی که آن را هولوگرام نامیده اند روی صفحه ضبط می شود که بعداً با بکارگیری روش های شیمیایی به یک تصویر عادی تبدیل می گردد. تصویر حاصل شده شباهت چندانی به شیء موردنظر نداشته و برای دیدن بسیار کوچک است، اگرچه اطلاعات ضبط شده حاوی نکات کاملی در مورد اندازه گیری جسم موردنظر می باشد. برای مشاهده جسم لازم است تصویری سه بعدی از جسم با نورپردازی به هولوگرام با همان نور لیزری که تصویر ضبط شده است ساخته شود که توسط آن یک تصویر مجازی غیرقابل تشخیص از جسم واقعی به دیده ی غیر مسلح پدیدار می شود.

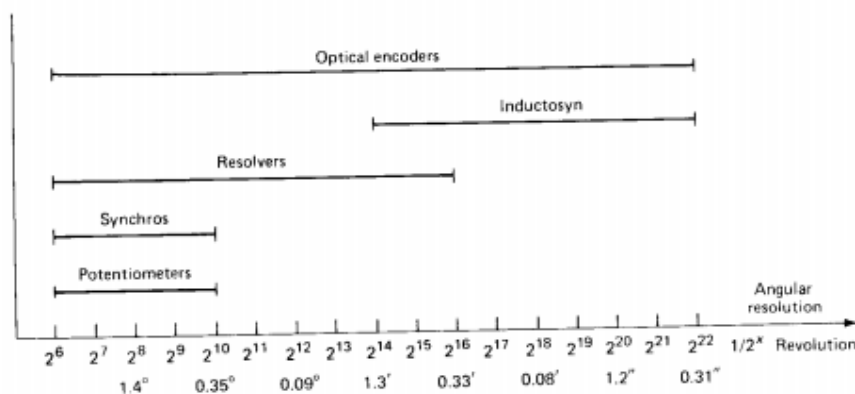
با این روش می توان تصویری سه بعدی و واقعی از جسم و کاملاً مطابق با خود جسم به دست آورد، اما این روش هنوز برای اندازه گیری اشیاء متحرک مناسب نیست. در تداخل هولوگرافیک، دو هولوگرام روی یک صفحه ضبط می شوند. اگر جسم متحرک باشد این دو تصویر به هم منطبق نشده و دو هولوگرام با هم اختلاف پیدا می کنند. موقعی که این هولوگرام ها بازسازی شوند، دو تصویر متفاوت ظاهر می شود که سایه های تاریک روشن در آنها به چشم می خورد. سایه ها نشان دهنده فواصل یکسان در طول محور دید می باشند. طول سایه ها بین $\frac{1}{4}$ تا $\frac{1}{2}$ طول موج نور (بسته به هندسه ی تصویر اپتیکی) یعنی بین ۶ تا $12\mu\text{m}$ برای لیزر هلیوم-نئون می باشد.

برای مطالعه ی حرکات استاتیکی و دینامیک روش های مختلفی وجود دارد. دستگاه های اتوماتیک هولوگرافی وجود دارند که کلیه امکانات لازم برای مشاهده هولوگرام اشیاء کوچکتر از $18\mu\text{m}$ را دارا می باشند. این وسایل از مواد ضبط کننده ترموپلاستیکی استفاده می کنند و می توانند تصاویر آماده ی مشاهده را ظرف مدت ۱۰s پس از ضبط نشان دهند. علاوه بر این می توان آنها را صدها بار پاک کرد و دوباره روی آنها اطلاعات ذخیره نمود.

Laser System Measurement Accuracy* Comparison

Environment: Pressure: 760 mm Hg $\pm$ 25 mm Hg Relative Humidity: 50% $\pm$ 10%			
Temperature Control	$\pm 0.1^\circ\text{C}$	$\pm 1.0^\circ\text{C}$	$\pm 5.0^\circ\text{C}$
No Compensation** (@ 20°C)	± 9.0 ppm	± 9.9 ppm	± 14.0 ppm
HP 10751A/B Air Sensor (@ 20°C)	± 1.4 ppm	± 1.5 ppm (typical)	± 1.6 ppm
Wavelength Tracking Compensation***	± 0.14 ppm	± 0.20 ppm	± 0.44 ppm
Measurement in Vacuum	± 0.1 ppm	± 0.1 ppm	± 0.1 ppm

شکل (۵۰-۵) مقایسه دقت دستگاه‌های لیزری و تداخل سنج تفاضلی



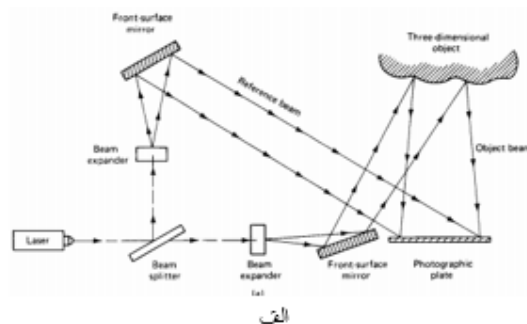
شکل (۵۲-۵) تفکیک حس کننده‌های جابجایی

۱۳-۵- ترانسدیوسر اینداکتوسین^۱

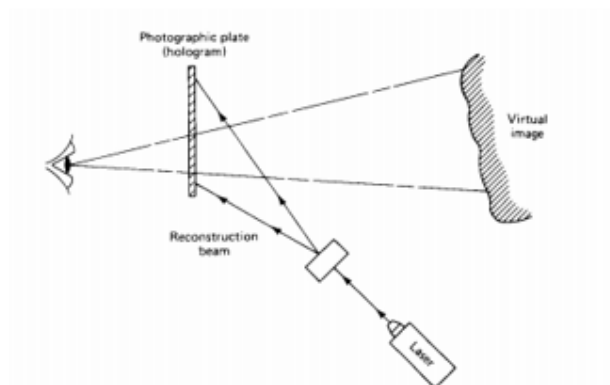
شکل (۵۲-۵) شامل اطلاعات مربوط به ترانسدیوسرهای حرکتی مختلف از جمله اینداکتوسین می‌باشد. این ترانسدیوسر دارای دقت تفکیک قابل افزایش بر مبنای اینکدرهای الکترومغناطیسی است که بین یک درجه‌بندی ثابت که با محرک AC با رسانای مارپیچ تحریک می‌شود. یک سیم‌پیچ لغزنده مشابه سیم‌پیچ تحریک، ولی کوچکتر، که روی درجه‌بندی ثابت حرکت می‌کند (شکل ۵۳-۵). موقعی که لغزنده و سیم‌پیچ مطابق شکل (۵۳-۵ ب) همراستا شدند خروجی دستگاه حداکثر و علامت آن مثبت است. هنگامیکه لغزنده به اندازه $S/2$ از این وضعیت حرکت کند خروجی حداقل شده و جابجایی به اندازه S ، حداکثر مقدار منفی خروجی را به همراه دارد. به ازاء تغییر مکان $3S/2$ ، خروجی دوباره مینیمم شده و جابجایی $2S$ خروجی را به حداکثر مقدار مثبت برمی‌گرداند.

بنابراین ولتاژ خروجی به ازاء سیکل‌هایی با طول $2S$ به صورت کسینوسی تغییر می‌کند. یک خروجی دیجیتال با شمارش سیکل‌های به طول $2S$ ، فاصله‌ی اندازه‌گیری شده را با دقت کم می‌تواند محاسبه کند. برای تفکیک و حساسیت بیشتر، از وسایل دیجیتال الکترونیکی برای تشخیص تغییرات ولتاژ در هر سیکل استفاده می‌شود. مثل سایر اینکودرهای افزایشی برای تشخیص جهت حرکت از یک سیم‌پیچ دوم با جابجایی $S/2$ از سیم‌پیچ اولی استفاده می‌شود که این حلقه یک ولتاژ سینوسی ایجاد می‌کند. خروجی مناسب به کمک این ولتاژ سینوسی و کسینوسی و به کمک یک دستگاه تعلیل‌کننده و تجهیزات الکترونیکی مربوط به تبدیل این سیگنال به سیگنال دیجیتال، همانند آنچه در سنکرون‌ها ذکر شد، ایجاد می‌شود.

اینداکتوسین‌ها در هر دو نوع انتقالی (با بهترین دقت $\pm 1\mu m$) و دورانی (با بهترین دقت ۱ ثانیه کمان) وجود داشته و فواصل سیکل‌های اندازه‌گیری استاندارد شامل $0.1in$ ، $0.05in$ و $2mm$ می‌باشند.

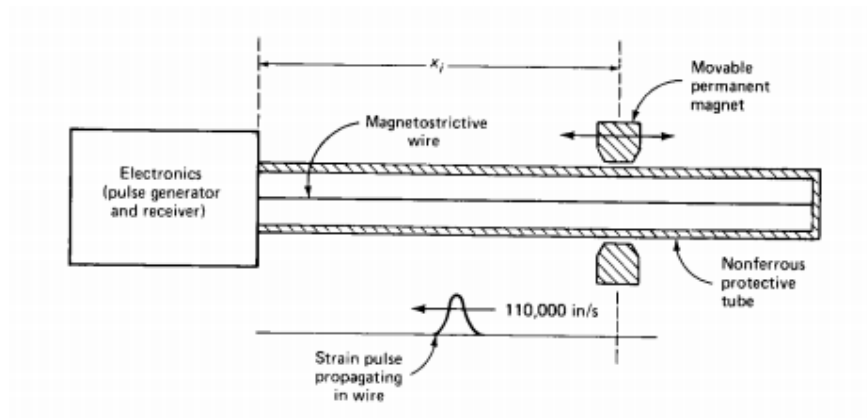


الف

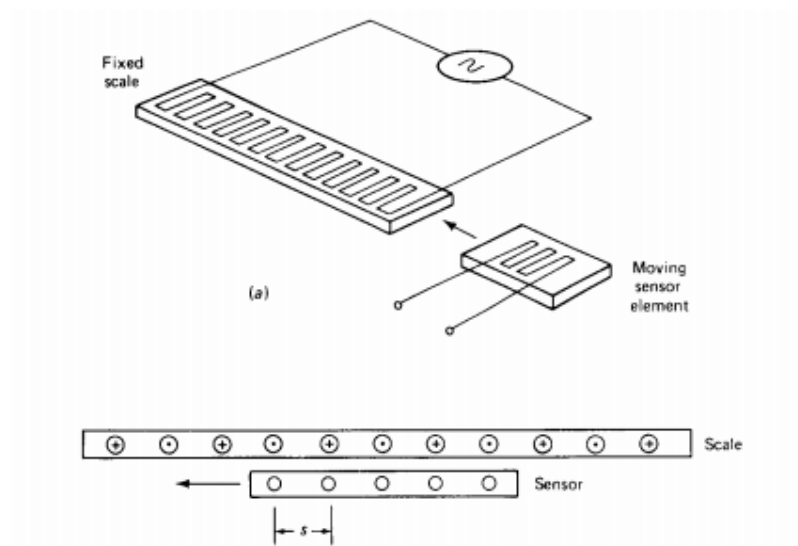


ب

شکل (۵-۵۱) شماتیک دستگاه هولوگرافی (الف) ساخت هولوگرام (ب) بازسازی هولوگرام



شکل (۵-۵۴) ترانسیدیوسر جابجایی مافوق صوت



شکل (۵-۵۳) ترانسیدیوسر اینداکتوسین

۱۴-۵- ترانسیدیوسرهای مافوق صوت

در این مبحث به ذکر سه مثال مربوط به وسایل اندازه گیری مسافت بلند موج^۱ با خروجی دیجیتال می پردازیم. این گونه سیگنال ها را به خاطر اینکه معمولاً فرکانسی خارج از فرکانس شنوایی گوش انسان دارند مافوق صوت می گویند.

مثال اول مربوط به اندازه گیری های در محدوده ۱ تا ۱۰ ft یا بیشتر است و شامل یک لغزنده مغناطیسی است که بر روی یک سیم مغناطیسی قوی که در داخل یک لوله غیر آهنی (نگیر) قرار دارد، حرکت

می کند (شکل ۵۴-۵). مدار الکترونیکی یک پالس الکتریکی به داخل سیم می فرستد. در ناحیه ای از سیم که لغزنده ی مغناطیسی روی آن قرار دارد اثر مغناطیسی تقویت می شود. این عمل باعث ایجاد یک پالس تنش شده که در طول سیم با سرعتی در حدود 11000 in/sec منتقل می شود. در موقعیت گیرنده یک سیم پیچ حس کننده ورود پالس را حس می کند. مدت زمانی که طول می کشد تا اثر پالس فرستاده شده جذب شود، متناسب با تغییر مکان ورودی x_i می باشد. حساسیت دستگاه $9 \mu\text{s/in}$ است. با استفاده از دو پالس برای روشن و خاموش کردن شمارشگر، یک خروجی دیجیتال با تفکیک ۱۶ بیتی حاصل می شود. برای به دست آوردن یک سیگنال آنالوگ پیوسته پالس ها تکرار شده و یک فیلتر پایین گذر روی این رشته پالس ها موجود است که موجب ایجاد یک ولتاژ آنالوگ که دامنه ی آن متناسب با پهنای پالس ها و در نتیجه متناسب با x_i است، می شود.

سرعت تکرار پالس ها به اندازه کافی بزرگ است به طوری که فیلتر پایین گذر طراحی شده در فرکانس حدود 200 Hz (حدود -3 dB) برای یک محدوده ی ۲ فوتی صاف می باشد. خطای غیرخطی ایجاد شده در حدود 0.05% کل درجه بندی قابل حصول است. این ترانسیدو سرها به خاطر کاربرد در سنسورهای فیدبک استفاده شده در سروومکانیزم های با محرک هیدرولیکی جهت کنترل موقعیت بسیار مشهود هستند. در اینجا می توان از سیگنال موقعیت برای به دست آوردن سیگنال سرعت $\left[v \approx \frac{\Delta x}{\Delta t} \right]$ و شتاب $\left[a \approx \frac{\Delta v}{\Delta t} \right]$ استفاده کرد. این سیگنال ها اجازه پیاده کردن مشتقات مدل های کنترل را روی سیستم های کنترل متغیر می دهند که منجر به بهبود شرایط کنترلی سیستم می شود.

مثال بعدی مربوط به یک سیستم متمرکز کننده اتوماتیک نوعی دوربین مشهور است. موتور محرکی که موجب تنظیم لنز می شود، اطلاعات لازم را از یک سیستم موقعیت یاب مافوق صوت به دست می آورد. توضیحات ذیل براساس کاتالوگ های این دستگاه تنظیم شده اند. سازنده ی دستگاه با استفاده از یک سری کمیت ها و وسایل آزمایش و نوشته هایی که اساس کار مافوق صوت را نشان می دهد، به توضیح موضوع پرداخته است. قلب دستگاه یک ترانسیدو سر الکترواستاتیک (مشابه خازن میکروفونی که در فصل ۶ آمده است) می باشد که گهگاهی در میکروفون ها و بلندگوها هم استفاده می شود.

اساس کار این سیستم ها و انواع مشابه بر مبنای صوتی می باشد که در آن یک سیگنال آکوستیک فرستاده می شود و پس از دریافت انعکاس آن، از روی مدت زمان این حرکت و سرعت انتشار و بازگشت (برای هوا 1100 ft/s)، فاصله هدف مشخص می گردد.

در سیستم‌های مافوق صوت دیگر، مشابه سیستم‌هایی که برای اندازه‌گیری سطح یک مایع در مخزن به کار می‌رود، ممکن است سیگنال‌های تک فرکانس استفاده شود. فاصله‌یاب دوربین باید قادر به شناسایی هدف‌ها و اندازه‌های متغیر و غیرمستقیم باشد. این امر منجر به استفاده از یک سیگنال چند فرکانسی می‌شود که یک انعکاس مناسب را تأمین کند. این سیگنال شامل ۸ سیکل با فرکانس ۶۰ KHz و ۸ سیکل با فرکانس ۵۷ KHz و ۱۶ سیکل با فرکانس ۵۳ KHz و ۲۴ سیکل با فرکانس ۵۰ KHz می‌باشد و برای همه‌ی ۵۶ سیکل حدود ۱ms زمان صرف می‌شود. به منظور استفاده از این ترانسیدوسر در بلندگوها، سیگنالی که ارسال می‌شود موجب انتشار سیگنال آکوستیک مشابهی می‌شود که به طرف هدف پخش می‌شود.

قبل از آنکه انعکاس صوت برگردد اتصالات الکترونیکی ترانسیدوسرها برقرار می‌شود، به طوری که سیستم به صورت یک میکروفون عمل کرده و امواج فشاری منعکس شده را به سیگنالی با زمان بازگشت مشخص تبدیل می‌کند که فاصله هدف از منبع به وسیله‌ی این امواج مشخص می‌شود. این سیستم برای اندازه‌گیری فواصلی در محدوده ۰/۲ft تا ۳۵ft با دقت تفکیکی در حدود ۰/۱ft به کار می‌رود. از آنجایی که تغییرات سیگنال اکو برای هدف‌هایی در محدوده‌ی ۳ تا ۳۵ft می‌باشد با ضریب تقویت یک میلیون برابر تقویت می‌شوند. میکروفون‌ها دارای سیستم تقویت کن (تا ۱۶ برابر) و پهنای باند مناسب (۸ برابر) می‌باشند تا دامنه‌ی سیگنال‌ها را با ثبات‌تر کنند.

سنجه‌ای که در بالا توضیح داده شد مسافت را اندازه‌گیری کرده و خروجی دیجیتال را روی صفحه‌ی LED پنج بار در ثانیه نشان می‌دهد که البته این مقدار تا ۲۰ بار در ثانیه قابل افزایش است. آخرین مثالی که توضیح می‌دهیم یک دیجیتایزر است که برای اندازه‌گیری ابعاد اشیاء صلب بکار می‌رود و ورودی‌های آن به برنامه‌های کامپیوتری مختلف داده می‌شود که پس از تجزیه و تحلیل کامپیوتر یک تصویر سه بعدی مناسب از شیء موردنظر را روی ترمینال خروجی گرافیکی ارائه می‌دهد.

از آنجایی که ابعاد هندسی شیء به صورت عددی بیان می‌شوند کامپیوتر می‌تواند هرگونه محاسبات مهندسی را انجام دهد (مساحت سطوح، احجام، محاسبات تنش و...). این محاسبات با توجه به داده‌های مناسب موجود در حافظه‌ی کامپیوتر انجام می‌شوند. قلمی که قسمت لمس‌کننده‌ی آن منبع تولید جرقه‌های الکتریکی است، برای جستجوی سطح شیء به کار می‌رود. جرقه‌های حاصل شده پالس‌های آکوستیک سریعی ایجاد می‌کنند که در همه جهات با سرعت معلومی منتشر می‌شوند. چهار میکروفون در چهار گوشه صفحه‌ای به ابعاد ۷۵×۱۵۰cm قرار دارند (قلم می‌تواند تا فاصله‌ی عمودی

۱۸۰cm از صفحه دور باشد) و پالس ها را دریافت می کنند.

گردش های به موقع، محاسبه ی چهار گستره ی شیدار در مختصات X و Y و Z را امکان پذیر می سازد. دقت تفکیک در حدود ۰/۱mm است و قابلیت انجام عملیات دیجیتایزری به اندازه ی ۰ تا ۱۴۰ نقطه در ثانیه می باشد. چون فاصله زمانی بین جرقه ها معلوم است اگر منبع جرقه ی الکتریکی به نقاطی روی جسم متحرک برخورد کند، میزان جابجایی، سرعت و شتاب این نقطه قابل محاسبه خواهد بود.

۱۵-۵- شمارنده های حرکت انتقالی و حرکت چرخشی^۱

از آنجا که ترانسدیوسرها معمولاً با کامپیوتر ارتباط دارند، در کاربردهای خاصی به راحتی به کار برده می شوند. اما وسایل خیلی کمی هستند که بر این اساس کار می کنند. بنابراین معمولاً از یک ترانسدیوسر آنالوگ برای ایجاد سیگنال ولتاژ استفاده شده و پس از آن یک تبدیل کننده ی الکترونیکی آنالوگ به دیجیتال استفاده می شود.

از ترانسدیوسرهای دیجیتال که Encoder نامیده می شوند در اندازه گیری حرکت های چرخشی و انتقالی استفاده می شود. این شمارنده ها در سه نوع متفاوت موجودند:

۱- تاکومتر

۲- شمارنده های افزایشی (نحوی)

۳- شمارنده های مقدار مطلق (حقیقی)

شکل (۵-۵۵) خصوصیات سیگنال های خروجی هر کدام از این شمارنده ها را نشان می دهد. یک شمارنده ی تاکومتر تنها یک سیگنال خروجی به شکل پالس برای هر جابجایی^۲ دارد. اگر جابجایی تنها در یک جهت باشد یک کنتور دیجیتال می تواند این پالس ها را با هم جمع کرده و مقدار جابجایی را از نقطه ی شروع به دست آورد. اما هرگونه حرکت در جهت مخالف (برگشت) باعث به وجود آمدن یک پالس مشابه شده که این پالس باعث به وجود آمدن خطا می شود. این نوع شمارنده ها (Encoder) معمولاً برای تخمین سرعت مورد استفاده قرار می گیرند. همچنین در مواردی که جهت چرخش برعکس نمی شود، برای اندازه گیری جابجایی زاویه ای هم مورد استفاده قرار می گیرند.

در شمارنده های افزایشی^۳ مشکل حرکت در خلاف جهت با بکار بردن دو یا سه عضو تولید کننده ی

1- Translational and Rotary Encoders

2- increment of displacement

1- incremental Encoders

سیگنال^۱ در دو انتهای کورس حرکت حل می شود. در شکل (۵۶-۵) با قرار دادن دو سنسور مکانیکی به نحوی که یکی از سیگنال های الکتریکی نسبت $\frac{1}{4}$ سیکل به دیگری پیدا کند و با توجه به اینکه کدامیک از سیگنال ها زودتر به وجود آمده اند، جهت حرکت مشخص می شود. با استفاده از یک شمارنده ی سیگنال های بالا و پایین و با کم کردن سیگنال های تولیدی از هم می توان به جهت حرکت پی برد.

در بعضی از موارد از یک خروجی سوم که در هر دو وسیله یک پالس ایجاد می کند نیز استفاده می شود. این پالس به عنوان یک نقطه ی مرجع (صفر) به کار می رود و همواره در یک نقطه ی مشخص ایجاد می شود. شمارنده های افزایشی در بیشتر محدوده ی سرعت های کاربردی قابل استفاده هستند اما یک پالس غیر صحیح ناشی از ورودی های مزاحم الکترونیکی، باعث به وجود آمدن خطاهایی در آن می شود. همچنین قطع منبع جریان برق دستگاه باعث از بین رفتن اطلاعات دستگاه شده که در این حالت این اطلاعات دیگر قابل برگشت نمی باشند. از شمارنده های مقدار حقیقی (مطلق)^۲ معمولاً برای اندازه گیری حرکت های چرخشی استفاده می شود. این شمارنده ها از چند شیار^۳ و چند خروجی به صورت همزمان استفاده می کنند و با خواندن همزمان این شیارها یک کد باینری که معرف موقعیت زاویه ای محور می باشد، ایجاد می کنند. توجه داشته باشید که یک تناظر یک به یک بین موقعیت شافت و کد باینری مربوطه وجود دارد، بنابراین بعد از دوباره روشن شدن دستگاه هم، موقعیت زاویه ای معلوم است.

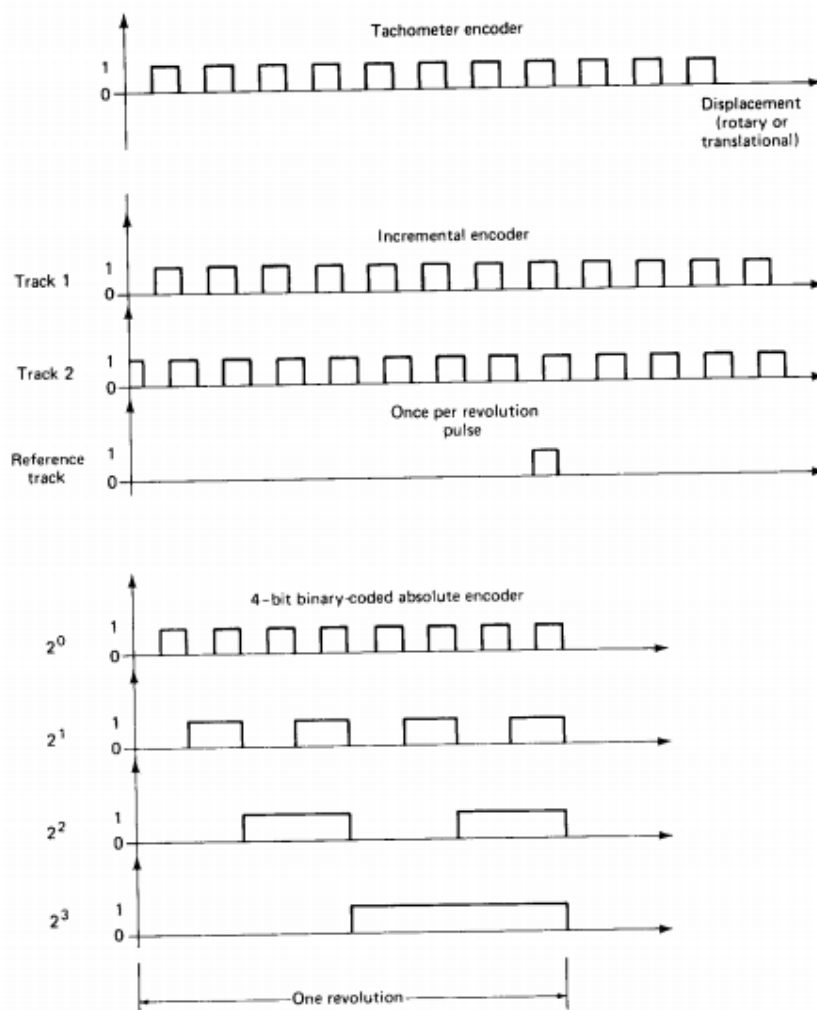
هر سه نوع شمارنده ی ذکر شده در بالا می توانند از نظر ساختمانی دارای سیستم قطع و وصل کننده باشند (جاروبک های ثابت بر روی دیسک کددار) و با اینکه از سیستم های مغناطیسی یا نوری استفاده کنند. در شکل (۵۶-۵) لامپ هایی که به عنوان وسایلی علامت دهنده به اپراتور موجود می باشند. ولتاژ این چهار لامپ را می توان مستقیماً به یک کامپیوتر داده تا تحلیل لازم را انجام دهد و نتیجه را اعلام کند. اگر این ولتاژها مبنای خواندن خروجی توسط اپراتور باشند، می توان این چهار ولتاژ را توسط یک مبدل از باینری به دسیمال تبدیل کرد و پس از آن داده های خروجی را بر روی صفحه ی نمایش، نشان داد. در کارهای با دقت بالا از شمارنده های نوری استفاده می شود.

2- Sencor

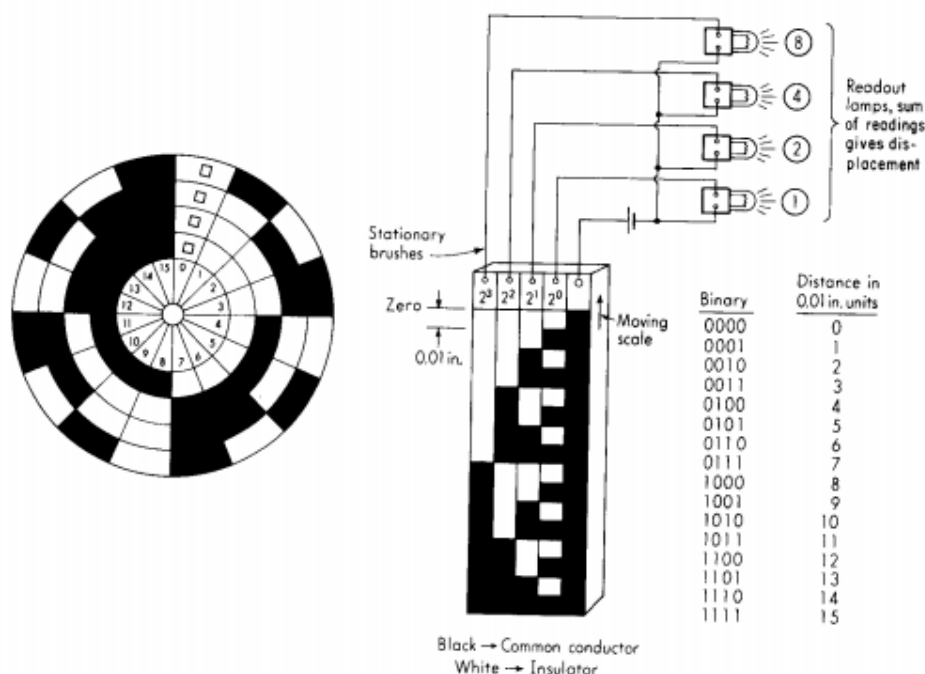
1- Absolute Encoders

2- track

در تاکتومترها و شمارنده‌های افزایشی^۱ از دو دیسک شفاف استفاده می‌کنند که دارای تعداد مسیرهای روشن و تاریک برابری است. این دو دیسک در کنار هم به فاصله‌ی ۰/۰۱in قرار می‌گیرند. از یک طرف یک اشعه‌ی نور موازی به دو دیسک تابیده و در طرف دیگر دیسک دوم، این دسته نور توسط فتوسنسورها حس می‌شوند. هنگامی که قسمت‌های تاریک در برابر اشعه‌ی نور باشند، فتوسنسور سیگنال معادل صفر (خاموش) و هنگامی که قسمت‌های روشن در برابر یک اشعه‌ی نور باشند، سیگنال معادل یک (روشن) را می‌فرستد. در روش‌های دقیقتر با متمرکز کردن نور، از یک دیسک شفاف استفاده شده و با استفاده از پرتوهای اشعه‌ی لیزر می‌توان ۸۱۰۰۰ سیگنال در هر دو محور ایجاد کرد. این کار تنها با یک دیسک به قطر ۳۶mm امکان پذیر است.



شکل (۵-۵۵) سه کلاس اصلی انکوترها



شکل (۵۶-۵) شمارنده‌های انتقالی و چرخشی

۱۶-۵- ترانسدیوسرهای پنوماتیکی

ترانسدیوسرهای پنوماتیکی در ابزارهای اندازه‌گیری دقیق به طور وسیعی استفاده می‌شوند و به عنوان یک جزء اصلی در اندازه‌گیری‌های پنوماتیکی و هیدرولیکی ابزار کنترل بکار می‌روند. شکل (۵۷-۵) شکل کلی این وسایل را نشان می‌دهد. جریان سیال در فشار معینی از مانع ثابت (اریفیس) می‌گذرد و بعد از آن به مانع متغیر برخورد می‌کند. صفحه‌ی مانع متغیر به منظور تغییر فاصله‌ی خود از سر شیپوره (x_i) حرکت می‌کند. این تغییر فاصله‌ی x_i با تغییر در فشار خروجی P همراه خواهد بود که برای جابجایی‌های کم x_i به صورت خطی با P تغییر می‌کند و شدیداً به آن حساس می‌باشد. بنابراین می‌توان از یک فشارسنج که به مخزن P وصل می‌شود برای درجه‌بندی کردن مقدار x_i خوانده شده استفاده کرد. در حالت ایده‌آل یک تغییر ناگهانی در x_i باعث تغییر لحظه‌ای در مقدار فشار P خواهد شد. در مجموع برای تغییرات کم x_i می‌توان از دینامیک یک سیستم مرتبه‌ی اول خطی استفاده کرد.

شکل (۵۷-۵ الف) را برای سیستم گازی در نظر بگیرید. علت این انتخاب آن است که در عمل هم برای بیشتر کاربردهای فشار پایین نسبی ($\frac{30}{in^2}$ تا $20 \times P_s$) از هوا به عنوان سیال سیستم استفاده می‌شود. قانون بقای جرم برای حجم کنترل V به این صورت بیان می‌شود که اختلاف جرم وارد شده به

حجم کنترل و جرم خارج شده از آن در مدت زمان dt مساوی با جرم ذخیره شده در سیستم می باشد. برای به دست آوردن عبارت ریاضی برای جرم های G_s و G_n به صورت زیر عمل می کنیم (با فرض اینکه فشار G_s و دمای T_s ثابت می باشند). مقدار دبی جرمی G_s تنها به P_o وابسته است اما این ارتباط غیر خطی می باشد. برای تغییرات کوچک G_s ما این ارتباط را خطی فرض می کنیم.

$$G_s = G_s(p_o) \approx G_{s,o} + \left. \frac{dG_s}{dp_o} \right|_{p_o=p_{o,o}} (p_o - p_{o,o}) = G_{s,o} + K_{sf} p_{o,p} \quad (5-78)$$

که در آن:

$G_{s,o}$: مقدار G_s در نقطه ی کارکرد سیستم

$p_{o,o}$: مقدار p_o در نقطه ی کارکرد سیستم

$p_{o,p}$: تغییرات p_o از $p_{o,o}$

K_{sf} : مقدار $\frac{dG_s}{dp_o}$ در نقطه ی کارکرد سیستم ثابت می باشد.

تابع $G_s(p_o)$ را می توان به صورت تئوری از مکانیک سیالات و ترمودینامیک به دست آورد (با بهره گیری از ضرایب تخلیه ی اریفیس ها). شکل کلی تابع G_s بر حسب p_o در شکل (5-57-ب) رسم شده است.

برای بدست آوردن دبی جرمی در نازل G_n با استفاده از قانون گاز کامل و تحول آدیاباتیک و با فرض اینکه گاز در فشار p_o ساکن است و آنتالپی حالت سکون در گاز کامل در طی فرآیند آدیاباتیک ثابت می ماند، می توان گفت دمای T_o تقریباً همان دمای T_s می باشد و اگر T_o ثابت فرض شود دبی جریان نازل تنها به p_o و x_i بستگی دارد. رابطه ی موجود بین G_s و p_o و x_i خطی نمی باشد ولی می توان با تقریب، آن را خطی فرض کرد.

$$G_n(p_o, x_o) = G_{n,o} + \left. \frac{\partial G_n}{\partial p_o} \right|_{p_{o,o}} (p_o - p_{o,o}) + \left. \frac{\partial G_n}{\partial x_i} \right|_{p_{o,o}} (x_i - x_{i,o}) \quad (5-79)$$

$$G_n \approx G_{n,o} + K_{np} p_{o,p} + K_{nx} x_{i,p}$$

شکل (5-57-ج) نشان می دهد که چطور می توان K_{nx} و K_{np} را از داده های تجربی به دست آورد مقدار جرم ذخیره شده در حجم V را می توان از رابطه ی زیر به دست آورد:

$$p_o = \frac{RT_o}{V} \cdot M \quad (5-80)$$

$$p_{o,o} + p_{o,p} = \frac{RT_o}{V} (M_o + Mp) \quad (5-81)$$

$$\frac{dp_{o,p}}{dt} = \frac{RT_o}{V} \frac{dMp}{dt} \quad (5-82)$$

با نوشتن قانون بقای جرم در زمان dt:

مقدار جرم ذخیره شده = مقدار جرم خارج شده - مقدار جرم وارد شده

$$(G_{s,o} + K_{sf} p_{o,p}) dt - (G_{n,o} + K_{np} \cdot p_{o,p} + K_{nx} x_{i,p}) dt = dMp = \frac{V}{RT_o} \frac{dp_{o,p}}{dt} \quad (5-83)$$

در حالت تعادل سیستم $G_{s,o} = G_{n,o}$ می باشد و بنابراین:

$$\frac{V}{RT_o} \cdot \frac{dp_{o,p}}{dt} + (K_{np} - K_{sf}) p_{o,p} = (-K_{nx}) x_{i,p}$$

که این معادله بیانگر یک سیستم مرتبه ی اول می باشد و ثابت های آن به قرار زیر است:

$$K \Delta \frac{-K_{nx}}{K_{np} - K_{sf}} \left[\frac{\ell bf}{in^2} \right] / in \quad (5-84)$$

$$\tau \Delta \frac{V}{RT_o (K_{np} - K_{sf})} (S) \quad (5-85)$$

$$\frac{p_{o,p}}{x_{i,p}} (D) = \frac{K}{\tau D + 1} \quad (5-86)$$

برای افزایش سرعت پاسخ سیستم (τ کمتر) بایستی مقدار حجم V مینیمم شود زیرا مقدار R و T_o ثابت هستند. به طور مثال یک نمونه از این نوع دستگاه ها که برای کاربردهای آزمایشگاهی ساخته شده

است، دارای قطر نازل $\frac{1}{32} in$ و حجم $1 in^3$ می باشد. برای قطر اریفیس $\frac{1}{32} in$ و فشار نسبی $\frac{\ell bf}{in^2}$ ۲۵

این دستگاه دارای ضریب $K = 2000 \left[\frac{\ell bf}{in^2} \right] / in$ و ثابت زمانی $\tau = 0.12s$ می باشد. این دستگاه در

محدوده ی $0.002 in$ و حول نقطه ی $x_{i,o} = 0.004 in$ به صورت خطی عمل می کند. با تغییر قطر اریفیس

به $\frac{1}{64} in$ مقدار حساسیت تا $8000 \left[\frac{\ell bf}{in^2} \right] / in$ افزایش می یابد. در حالی که ثابت زمانی (τ) تا $0.24s$

زیاد می شود.

برای به دست آوردن عبارت مناسب برای حساسیت استاتیکی کافی است که سیال را تراکم ناپذیر

فرض کنیم. این فرض برای مایعات معقول می باشد و برای گازها هم در صورتی که تغییرات فشار زیاد

نباشد با دقت خوبی جواب می دهد. مقدار دبی جرمی اریفیس از رابطه ی زیر حساب می شود:

$$G_s = \frac{Cd\pi ds^2}{4} \sqrt{2\rho(p_s - p_o)} \quad (5-87)$$

که در آن:

ρ : دانسیته سیال

C_d : ضریب تخلیه

ds : قطر ارفیس

سطح جریان برای نازل به عنوان سطح محیطی سیلندر به طول x_i و قطر dn در نظر گرفته می شود. اگرچه ضریب تخلیه در این مورد ممکن است با ضریب تخلیه ی ارفیس فرق کند و با x_i تغییر نماید اما فرض می کنیم همان C_d معادله ی (۵-۸۷) باشد بنابراین داریم:

$$G_s G_n = C_d \pi d_n x_i \sqrt{2\rho(p_o - p_{ambient})} \quad (5-88)$$

برای جریان حالت دائم $G_n = G_s$ است بنابراین با فرض فشار نسبی $(P_{ambient} = \frac{\ell bf}{in^2})$ داریم:

$$p_o = \frac{p_s}{1 + 16 \left[\frac{d_n^2 x_i^2}{d_s^4} \right]} \left[\frac{\ell bf}{in^2} \right] / in \quad (5-89)$$

مقدار $\frac{dp_o}{dx_i}$ با تغییر x_i تغییر می کند و بیشترین مقدار خود را در $\frac{ds^*}{dn} = 0.14$ دارد که مقدار زیر می باشد:

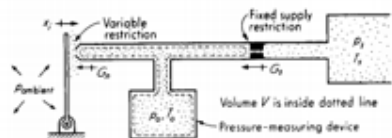
$$K_{max} = \frac{2.6 d_n p_s}{(d_s)^2} \left[\frac{\ell bf}{in^2} \right] / in$$

با توجه به فرمول می توان فهمید که d_n و p_s زیاد و d_s کم باعث بالا رفتن حساسیت می شوند. یک نوع از وسایل اندازه گیری جابجایی به روش غیر تماسی در شکل (۵-۵۸) نشان داده شده است. در اینجا از صفحه ی مانع که در محدوده ی خطی کار می کند به عنوان نشان دهنده ی فشار استفاده نمی شود، بلکه با بکار بردن آن به عنوان یک مدار خنثی کننده ی پنوماتیکی می توان وسیله ی اندازه گیری را در یک فاصله ی از پیش تعیین شده ای از یک جسم متحرک قرار داد. نحوه ی کار به صورت زیر می باشد:

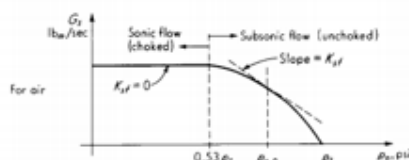
ابتدا انتخاب مانع های جریان (ارفیس ها) R_{f1} و R_{f2} به نحوی انتخاب می شوند که فشار مرجع نسبی P_{ref} در حدود $15 \frac{\ell bf}{in^2}$ باشد. اگر فشار P_{cont} برابر این مقدار نباشد پیستون و نازل متصل به آن به نحوی حرکت می کنند تا فشار P_{ref} با P_{cont} متعادل شود. حالت برابر تعادل در همان فاصله ی از پیش تعیین شده اتفاق می افتد. بنابراین هر گاه x_i حرکت کند سیستم سروو x_o را به همان مقدار تغییر می دهد بدون تماس با جسم متحرک. با وصل کردن یک ترانسدیو سر جابجایی (مثلاً از نوع LVDT)

به X می توان مقدار X_i را به روش غیر تماسی اندازه گرفت.

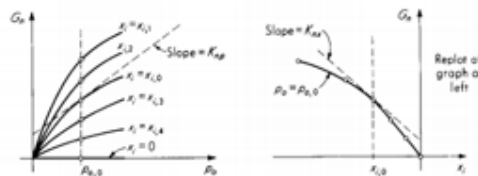
در سال های اخیر دستگاه هایی که بر این اساس کار می کنند، توسعه داده شده اند. در شکل (۵۹-۵-الف) از مقاومت های جریان R_1 و R_v و مقاومت قابل تنظیم R_v برای اندازه گیری مقدار جابجایی X استفاده شده است. با فرض اینکه $R_1 = R_v$ است وقتی که $R_x = R_v$ باشد، اختلاف فشار در دو طرف پیستون مغناطیسی صفر خواهد بود و پیستون در انتهای کورس خود (پایین) است. حال اگر جسم به سمت چپ حرکت کند (X کم شود) باعث اختلاف فشار Δp در دو طرف پیستون شده پیستون را به طرف بالا حرکت می دهد (این در حالی است که Δp در حدود چند میلی متر آب بیشتر نیست). در اثر حرکت به سمت بالای پیستون، یکی از سوئیچ ها از حالت باز به بسته و دیگری برعکس تغییر داده می شود. با تنظیم محل سوئیچ کردن به نحوی که درون محدوده ی تغییرات X بیافتد (با تنظیم R_v)، می توان از سوئیچ هایی به عنوان مدار هشداردهنده و یا کنترل کننده استفاده کرد.



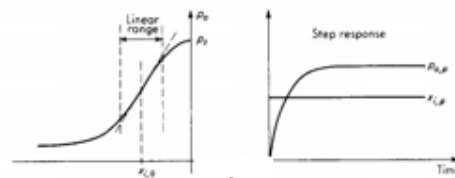
الف



ب

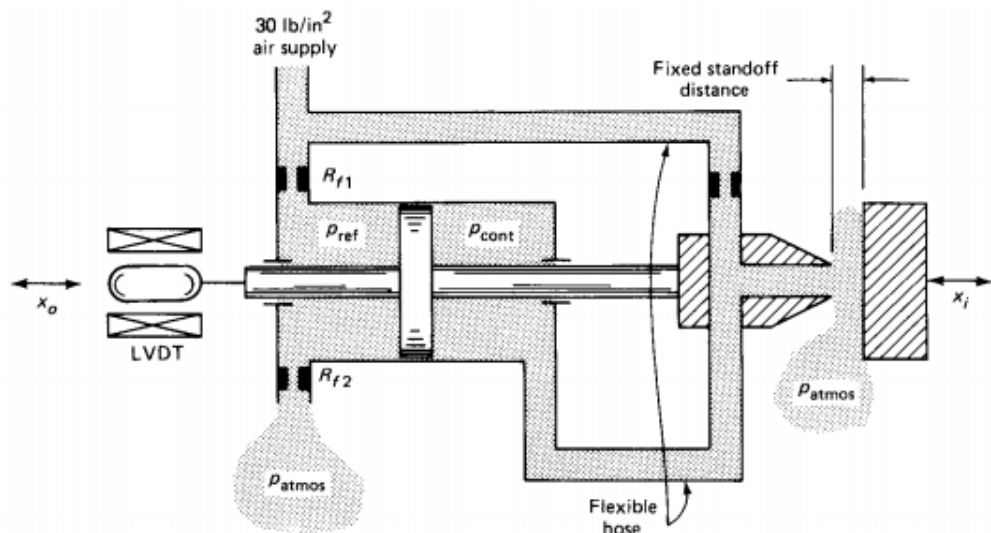


ج



د

شکل ۵۷-۵ ترانسدیوسر پنوماتیکی



شکل ۵۸-۵ سنجه‌ی غیر تماسی پنوماتیکی

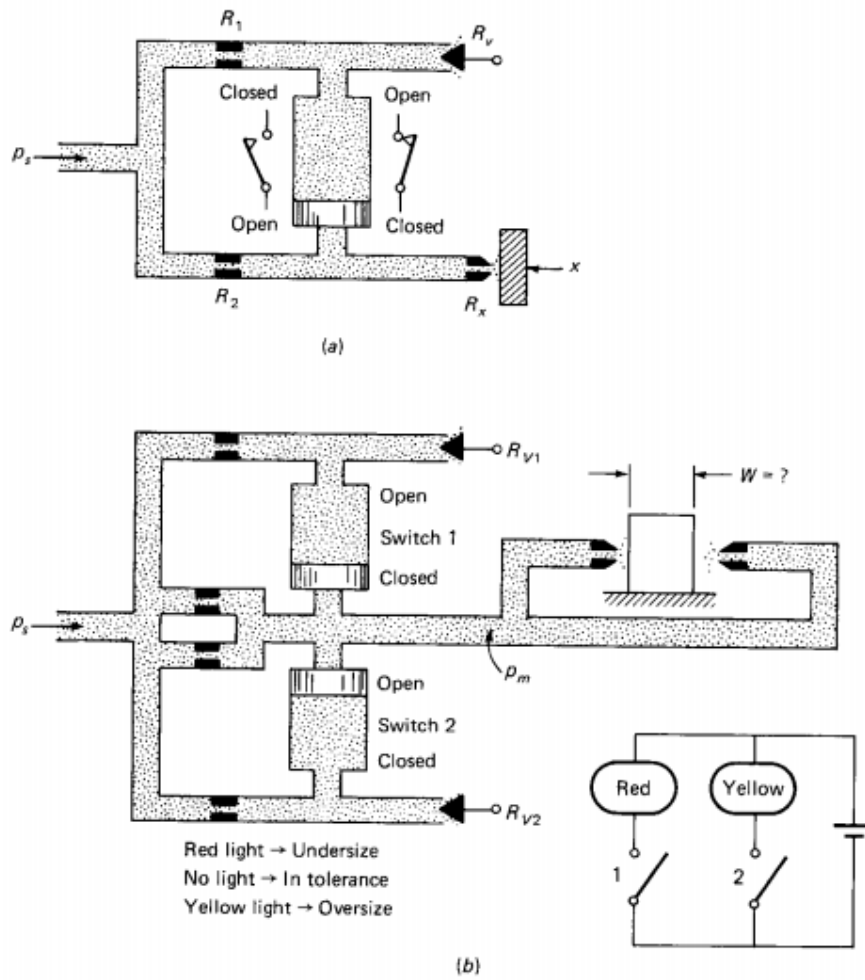
۵-۱۷- پاندول های اندازه گیری جابجایی زاویه‌ای^۱

در بعضی از موارد مجبور می‌شویم که تغییر مکان زاویه‌ای را نسبت به امتداد شاقول (نیروی جاذبه) اندازه‌گیری کنیم. مثال‌هایی از این موارد عبارتند از وسایل اندازه‌گیری و کنترل در آسفالت کردن جاده‌ها، ساختن پل‌ها و پایه‌ی پل‌ها و همچنین در کنترل حالت و موقعیت زاویه‌ای وسایلی همچون ماهواره‌ها- اژدرها و سکوها‌ی پرتاب موشک. تمامی نمونه‌های ذکر شده در بالا می‌توانند به جای سیستم پاندولی از سیستم‌های ژيروسکوپی هم استفاده کنند، اما این سیستم‌ها پیچیده‌تر و گرانتر می‌باشند.

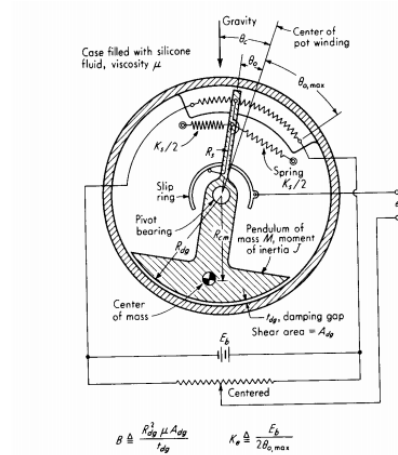
عیب اصلی سیستم‌های پاندولی نسبت به ژيروسکوپی این است که سیستم‌های پاندولی نسبت به شتاب‌های خطی که به عنوان ورودی مزاحم سیستم به شمار می‌آیند، حساس می‌باشند. همچنین این سیستم‌ها تنها در میدان جاذبه‌ی زمین کاربرد دارند و در جایی از فضا که هیچ میدان جاذبه‌ای نباشد به کار نمی‌آیند.

شکل (۵-۶۰) طرحواره‌ی یکی از این نمونه‌ها را با یک پاندول نشان می‌دهد. همان تعداد چرخش پوسته‌ی خارجی دستگاه (θ_i) ورودی است که بایستی اندازه‌گیری شود. بیشتر نمونه‌های تجاری، فنرهای K_s را ندارند. این فنرها به این دلیل در اینجا قرار دارند که وجود آن‌ها عملکرد دینامیکی سیستم

را بهبود می بخشد.



شكل ٥٩-٥ سنجہی الکتروپنوماتیک



شکل ۵-۶۰ حس کننده‌ی جابجایی پاندولی

از لحاظ تئوری حالت میرایی فتر نمی‌تواند عامل مهمی محسوب شود اما در کاربردهای عملی به منظور کم کردن ارتعاشات پاندول در اثر شتاب‌های حرکتی انتقالی دستگاه، از میرایی فتر استفاده می‌شود. در این و سایل می‌توان از انواع ترانس‌دیو سرهای الکتریکی اندازه‌گیری جابجایی استفاده کرد. در اینجا از یک پتانسیومتر ساده استفاده شده است. قبل از آنالیز دینامیکی سیستم، فرضیات لازم را ذکر می‌کنیم:

۱- زوایا به اندازه‌ی کافی کوچک می‌باشند به طوری که $\sin \theta \approx \theta$ و $\cos \theta \approx 1$.

۲- اثرهای نیروی اینرسی سیال بر روی حرکت پاندول قابل صرف نظر کردن می‌باشد.

۳- تأثیرات میرایی سیال محدود به فاصله‌ی هوایی^۱ می‌شود.

۴- در تمام جاهایی که اصطکاک خشک است مانند یاتاقان‌ها و رینگ‌های لغزنده، برای آنالیز دینامیکی این اصطکاک قابل صرف نظر کردن می‌باشد.

۵- نیروی شناوری بر روی پاندول قابل صرف نظر کردن است.

۶- فتر تولید یک کوپل خطی می‌کند.

در اینجا بدون توجه به روش آنالیز، نتایج این آنالیز دینامیکی آورده می‌شوند (با فرض $K_s \neq 0$).

$$\frac{e_o}{\theta_c}(D) = \frac{K \left[\frac{D^2}{\omega_{n_1}^2} + 1 \right]}{\frac{D^2}{\omega_{n_2}^2} + \frac{2\xi D}{\omega_{n_2}} + 1} \quad (5-90)$$

که در آن:

$$K \triangleq \frac{Mg R_{em} K_e}{R_s^2 K_s + Mg R_{em}} \quad (5-91)$$

$$\omega_{n_1} \triangleq \sqrt{\frac{Mg R_{em}}{J}} \quad (5-92)$$

$$\omega_{n_2} \triangleq \sqrt{\frac{R_s^2 K_s + Mg}{J}} \quad (5-93)$$

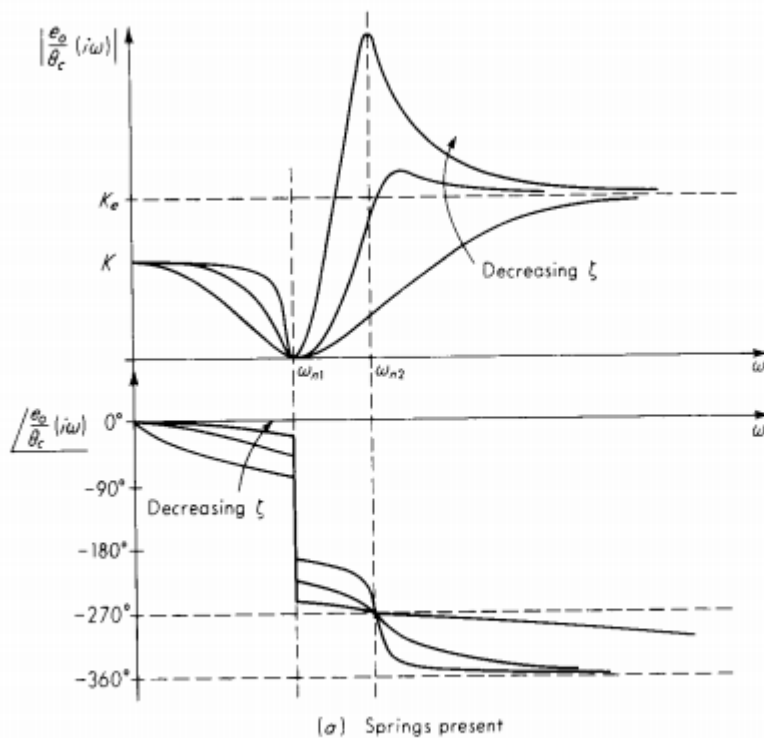
$$\xi \triangleq \frac{B}{Z \sqrt{J [R_s^2 K_s + Mg R_{em}]}} \quad (5-94)$$

پاسخ فرکانس این سیستم در شکل (۵-۶۱) رسم شده است.

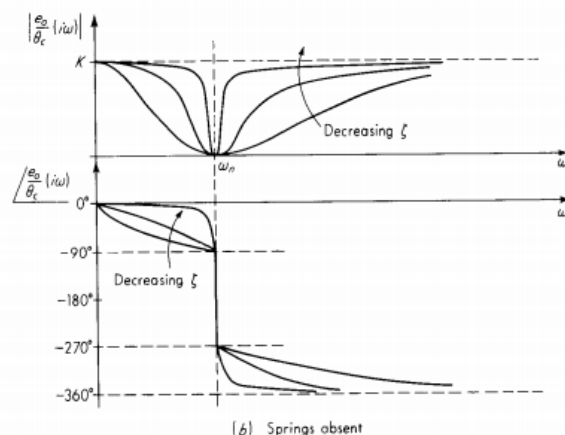
شکل (۵-۶۱-الف) مربوط به حالتی است که فنر K_s وجود دارد و در این حالت دو فرکانس تشدید وجود خواهد داشت. شکل (۵-۶۱-ب) حالتی است که فنر K_s وجود ندارد. در این حالت $\omega_{n1} = \omega_{n2} = \omega_n$ و $K_e = K$ و پاسخ فرکانسی به صورت زیر درمی آید:

$$\frac{e_o}{\theta_c}(D) = \frac{K \left[\frac{D^2}{\omega_n^2} + 1 \right]}{\frac{D^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi D}{\omega_n} + 1} \quad (5-95)$$

دستگاه اندازه گیری پاندولی دارای فرکانس طبیعی ۲Hz و ضریب دمپر تقریبی ۰/۶ می باشد. همچنین به وسیله ی مکانیزم پاندولی قابلیت اندازه گیری جابجایی چرخشی در دو محور عمود بر هم ایجاد می شود.



شکل ۵-۶۱ پاسخ فرکانسی ترانسدیوسر پاندولی



شکل ۵-۶۲ ژيروسکوپ دو محوره

۱۸-۵- اندازه گیری جابجایی و سرعت زاویه ای مطلق (حقیقی) به روش ژيروسکوپی^۱

وسایل ژيروسکوپیک از وسایلی که برای اولین بار در جنگ جهانی اول و دوم استفاده شده اند، خیلی ظریف تر هستند و هم اکنون در کاربردهای نظامی و تجاری نیز کاربرد دارند. یکی از کاربردهای عادی ولی مهم ژيروسکوپی در حفاری چاه های نفت می باشد. در جاهایی که دستگاه ژيروسکوپی بر روی مته حفاری نصب شده، برای اندازه گیری موقعیت زاویه ای مته یا جهت سوراخکاری در مایل ها زیر زمین از آن استفاده می شود.

ساختمان ژيروسکوپی نشان داده شده در شکل (۵-۶۲) شاید ساده ترین نوع آن باشد. این وسایل برای اندازه گیری چرخش زاویه ای بکار می روند. چرخش وسیله یا هر چیز دیگر به نحوی به قاب بیرونی وسیله اندازه گیری انتقال پیدا می کند. یک ژيروسکوپ آزاد می تواند چرخش زاویه ای حول دو محور را اندازه بگیرد (مانند جهت θ و ϕ).

اگر زوایایی که اندازه گرفته می شوند به 10° نرسند، آنچه که از ترانسیدوسرهای نسبی خوانده می شود مقدار مطلق (حقیقی) چرخش را با دقت بالا می دهد. برای چرخش های بیشتر حول دو محور نیروی عکس العمل بین دو حرکت چرخشی (حول دو محور) به وجود می آید که از دقت دستگاه می کاهد. این نوع از ژيروسکوپ^۲ در مدت زمان محدودی کمتر از ۵ دقیقه بایستی به کار رود، زیرا که

1- Gyroscopic (Absdute) Angular-displacement and velocity sensors
1- free gyro

اصطکاک درون یاتاقان‌های دوقابه^۱ باعث سایش تدریجی محور^۲ می‌شود. کوپل اصطکاکی ثابت T_f باعث کاستن سرعت زاویه‌ای محور به اندازه‌ی ω_d می‌شود که از رابطه‌ی زیر بدست می‌آید.

$$\omega_d = \frac{T_f}{H_s}$$

در H_s رابطه بالا ممتنم زاویه‌ای چرخ^۳ می‌باشد. واضح است که ممتنم زاویه‌ای زیاد مطلوب می‌باشد زیرا باعث کم شدن ω_d می‌شود. مقدار ω_d در حدود $\frac{0.5 \text{ degree}}{\text{min}}$ می‌باشد. برخلاف ژيروسکوپ آزاد^۴ برای اندازه‌گیری در راستای دو محور بکار می‌رود اما جدیداً از وسایلی استفاده می‌شود که آن‌را ژيروسکوپ یک‌محوره یا ژيروسکوپ مقید^۵ می‌نامند. این نوع ژيروسکوپ تنها یک زاویه یا سرعت زاویه‌ای را اندازه می‌گیرد. بنابراین برای اندازه‌گیری در راستای سه محور به سه دستگاه ژيروسکوپ احتیاج می‌باشد و بدین ترتیب مسائل مربوط به کوپل‌های عکس‌العمل دیگر وجود ندارد. در اینجا دو نوع کاربرد ژيروسکوپ را معرفی می‌کنیم:

۱- ژيروسکوپ اندازه‌گیری سرعت زاویه‌ای: این نوع ژيروسکوپ، مخصوص اندازه‌گیری سرعت زاویه‌ای مطلق (حقیقی) است.

۲- ژيروسکوپ انتگرال‌گیرنده: با انتگرال گرفتن از سرعت زاویه‌ای مقدار حقیقی چرخش زاویه‌ای را اندازه می‌گیرد و می‌توان از آن برای اندازه‌گیری در زیردریایی‌ها و سایر ابزار کنترل استفاده کرد.

۴-۲ اندازه‌گیری جابجایی لرزه‌ای (لرزه نگار)^۶

اغلب اجسام صلب توانایی حرکت در هر سه جهت فضا را دارند و یا در هر سه جهت می‌توانند دوران کنند. با این وجود اندازه‌گیری مقدار جابجایی در راستای هر سه بعد به صورت مستقیم و همزمان

2- gimbal-bearing

3- gyro spin

4- Spining

1- free gyro

2- Constrained Gyro

6- SEISMIC (Absolute (Displacement Pickup

کاری مشکل می‌باشد. برای حل این مشکل از یک ترانسدیوسر غیرمحوری استفاده می‌شود. این ترانسدیوسر می‌تواند در جهت محور انتخابی قرار گیرد تا مؤلفه بردار جابجایی را روی آن محور اندازه گیری کند. سپس با استفاده از محاسبات لازم با داشتن مؤلفه جابجایی در امتداد یک محور مشخص، بردار جابجایی اصلی (از نظر جهت و مقدار) محاسبه می‌شود.

در شکل (۴-۸) وسایل معمولی که در اندازه‌گیری جابجایی بکار برده می‌شود نشان داده شده است (در دو حالت حرکت انتقالی و چرخشی). این وسایل معمولاً در مواردی بکار می‌روند که مرجع مشخصی که ارتعاشات سیستم نسبت به آن سنجیده می‌شود، وجود نداشته باشد. برای این نوع اندازه‌گیری‌ها از هر نوع ترانسدیوسر اندازه‌گیری جابجایی نسبی می‌توان استفاده کرد، به شرط آنکه یک انتهای ترانسدیوسر به مرجع ثابتی وصل شود. برای اندازه‌گیری روی وسایل نقلیه پیدا کردن مرجع ثابت تقریباً غیرممکن است.

اساس کار سیستمهای اندازه‌گیری جابجایی لرزه‌ای، اندازه‌گیری جابجایی نسبی جرمی است که توسط فنر به سیستم ارتعاشی متصل شده است (این کار به سادگی توسط یک ترانسدیوسر حرکت نسبی انجام می‌گیرد).

برای فرکانسهای بالاتر از فرکانس طبیعی، این جابجایی نسبی خیلی نزدیک به مقدار جابجایی دقیق می‌باشد زیرا جرم متصل به سیستم تمایل به ایستادن دارد. برای بدست آوردن مقادیر عددی برای این سیستمها شکل (۴-۸-الف) را تحلیل می‌کنیم (آنالیز ارتعاشات پیچشی سیستم شبیه ارتعاشات حرکتی آن می‌باشد).

قانون نیوتن برای جرم M به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$(4-5)$$

$$K_s x_0 + B \dot{x}_0 = M \ddot{x}_m = M(\ddot{x}_i - \ddot{x}_0)$$

که در آن x_i و x_m مقادیر حقیقی جابجایی می‌باشند. در ضمن مرجعی که x_0 نسبت به آن سنجیده

می‌شود به نحوی انتخاب شده که هنگامی که نیروی عمل کننده تنها نیروی جاذبه است، مقدار x_0

صفر باشد. با بردن معادله فوق در حوزه فرکانسی داریم:

$$(4-6)$$

$$\frac{x_0}{x_i}(D) = \frac{\frac{D^2}{\omega_n^2}}{\frac{D^2}{\omega_n^2} + \frac{2\zeta D}{\omega_n} + 1}$$

که در آن :

$$\omega_n \triangleq \sqrt{\frac{K_s}{M}}$$

$$\zeta \triangleq \frac{B}{2\sqrt{K_s}}$$

از آنجا که در مطالعه ارتعاشات نقاط پیک (ماکزیمم انحراف) برای ما جالب است معادله بالا را به صورت زیر می نویسیم.

(۷-۴)

$$\frac{x_0}{x_i}(i\omega) = \frac{\frac{i\omega^2}{\omega_n^2}}{\frac{i\omega^2}{\omega_n^2} + \frac{2\zeta i\omega}{\omega_n} + 1}$$

نمودار این تغییرات در شکل (۹-۴) رسم شده است. با دقت در این نمودارها در می یابیم که به ازای ورودیهای استاتیکی، این سیستم خروجی (جوابی) نخواهد داشت. نکته دیگری که از این دو نمودار می توان فهمید آن است که برای اینکه اندازه گیری به صورت دقیق انجام گیرد، بایستی فرکانس کارکرد سیستم خیلی از فرکانس طبیعی آن بالاتر باشد. برای فرکانسهای ω_n که به اندازه کافی بزرگ باشند مقدار $\frac{x_0}{x_i} = 1$ و اختلاف فاز صفر می باشد که این یک اندازه گیری ایده آل است. برای اندازه گیری x_0 می توان از یک ترانسدیوسر اندازه گیری جابجایی نسبی استفاده کرد که مقدار جابجایی x_0 را به ولتاژ e تبدیل می کند.

برای کم کردن فرکانس طبیعی سیستم به علت موارد بالا می توان از جرم زیاد و یا فنر ضعیف (K کم) استفاده کرد. اما برای کم شدن ابعاد سیستم ترجیح داده می شود که از فنر ضعیف به جای جرم زیاد استفاده شود. مقدار ضریب میرایی استفاده شده برای سیستم بین 0.6 تا 0.7 است تا مقدار نوسانات سیستم برای رسیدن به جواب نهایی کم شود.

۳-۴ اندازه گیری سرعت با مشتق گیری از سیگنالهای جابجایی

با فرستادن خروجی یک ترانسدیوسر جابجایی به یک مدار مشتق گیرنده مناسب الکتریکی، می توان از خروجی کل سیستم به عنوان یک سیگنال که حاوی اطلاعاتی در مورد سرعت است استفاده

کرد. مسئله اصلی در اینجا آن است که ورودیهای مزاحم بصورت نوسانات کم دامنه و با فرکانس زیاد که در سیگنالهای اندازه گیری جابجایی وجود دارد، تأثیر زیادی در خروجی نهایی می گذارند. اما با بکارگیری یک فیلتر از نوع فیلم کربنی می توان این عیب را برطرف کرد. فیلترها سیگنالهای موجود از ترانسدایوسرهای AC را به خاطر تأثیراتی که بر فرکانس انتقال می گذارند، فیلتر می کنند.

در نهایت باید توجه داشت که استفاده از سیستمهای مشتق گیرنده الکتریکی با توجه کافی به جزئیات این سیستمها امکان پذیر است.

۴-۴ اندازه گیری سرعت متوسط با استفاده از اندازه گیری Dx و Dt

در اغلب موارد داشتن مقدار سرعت متوسط در یک محدوده کوچک زمانی یادر یک فاصله کوچک مکانی کافی به نظر می رسد و احتیاجی به داشتن مقدار پیوسته سرعت برحسب زمان نیست.

یکی از روشهای اساسی این است که یک پالس به نحوی از جسم در حال حرکت در حین گذر از بین دو موقعیت که فاصله آنها از هم دقیقاً معلوم است ایجاد شود. این پالس می تواند به یکی از روشهای نوری، مغناطیسی و غیره ایجاد شود.

در مواقعی که سرعت جسم در حال حرکت ثابت باشد، فاصله دو موقعیت از یکدیگر می تواند کم یا زیاد باشد (البته برای فواصل زیادتر دقت اندازه گیری بالاتر می رود). اما اگر سرعت تغییر کند فاصله دو موقعیت از هم (Dx) باید به اندازه کافی کوچک باشد تا سرعت متوسط در طول فاصله Dx با سرعت لحظه ای در هر نقطه از Dx تفاوت زیادی نکند. این تکنیک اندازه گیری برای حرکتهای چرخشی هم قابل کاربرد است.

در شکل (۴-۱۰-الف) کاربردی از دستگاههای نشانگر ۲ آمده است. هنگامی که ماده مغناطیسی از نزدیکی سطح حس کننده می گذرد، در خط نمایش دستگاه تولید یک پیک (پالس) شده و در سیم پیچ تولید یک ولتاژ (جریان) می شود. این ولتاژ آنی ایجاد شده تا چند ولت هم می رسد و با سرعت جسم مغناطیسی و نزدیکی آن به سطح حس کننده تغییر می کند. در اثر حرکت سریع جسم مغناطیسی سیگنال به صورت پالس در روی اسیلو سکوپ ایجاد می شود و با یک درجه بندی صحیح زمانی می توان سرعت متوسط جسم را به دست آورد. می توان با فرستادن پالسهای ایجاد شده به یک مشخص کننده وقفه زمانی الکترونیکی، به دقت بالاتری دست یافت.

1- Average velocity from measured Dx , Dt

2- reluctance proximity pickup

این نوع اندازه گیری در بعضی از موارد اندازه گیری سرعت کاربرد ندارد زیرا که اندازه سیگنالها با سرعت کم می شود و همچنین برای اجسام ساکن صفر می باشد. در این موارد باید از نشانگرهای حس کننده که از جریانهای گردابی^۱ یا اثرهال استفاده می کنند، کمک گرفت. نشانگرهای حس کننده با جریانهای گردابی همانند ترانسدایوسرهای جابجایی جریان گردابی^۲ که در قبل اشاره شد، کار می کنند.

دستگاههایی که با اثرهال کار می کنند در شکل (۴-۷۳-الف) نشان داده شده اند. هر جا یک ماده مناسب (معمولاً طلا و یا هر ماده نیمه هادی دیگر) با یک جریان ثابت در یک میدان مغناطیسی خارجی حرکت کند، یک ولتاژ خروجی e^3 در دو سر آن ایجاد می شود. همچنین می توان از تکنیکهای نوری برای مشخص کردن پالسهای ایجاد شده استفاده کرد. شکل (۴-۷۲-ب) یک سیستم را نشان می دهد که از حس کننده های نوری استفاده می کند. یک لامپ استروبو سکوپ که با سرعت مشخص فلاش می زند اطلاعات مربوط به سرعت را می دهد.

۴-۵ اندازه گیری سرعت زاویه ای با استفاده از فلاپال^۳

یکی از وسایل اندازه گیری سرعت چرخشی که امروزه کاربرد زیادی هم دارد، اندازه گیری سرعت در کارخانجات و سیستمهای کنترل موتورهای توربینهای بخار و ... با استفاده از fly ball می باشد. شکل (۴-۱۲) شکل شماتیک این نوع دستگاهها را نشان می دهد. از آنجا که مقدار نیروی گریز از مرکز با سرعت w_i به صورت خطی تغییر نمی کند مقدار خروجی x^3 به صورت خطی تغییر نخواهد کرد (به شرط بکار بردن متر معمولی خطی). برای تغییرات کم w_i مدل خطی شده ای که تغییرات x^3 بر حسب w_i را نشان می دهد. به صورت زیر می باشد:

(۴-۸)

$$\frac{x_0}{\omega_i}(D) = \frac{K}{\frac{D^2}{\omega_n^2} + \frac{2\zeta D}{\omega_n} + 1}$$

1- Eddy Current

2- eddy - Current displacement transducer

3- Mechanical Fly ball Angular – velocity sensor

در بعضی از سیستمها روابط غیرخطی استاتیکی بین w_i و x^3 را برای محدوده وسیعی از تغییرات سرعت می توان بکار برد. اما بشرط استفاده از یک فنر غیرخطی با رابطه $F_{spring} = K_s x_0^2$ و نوشتن رابطه تعادل سیستم داریم:

(۹-۴)

$$F_c = K_c \omega_i^2 = F_{spring} = K_s x_0^2$$

و در نتیجه داریم :

$$x_0 = \sqrt{\frac{K_c}{K_s}} \omega_i$$

رابطه فوق یک رابطه خطی می باشد.

با تغییرات کمی در سیستم بالا می توان به جای فنر از نیروی پنوماتیکی برای بالانس سیستم استفاده کرد. برای اینکار می توان از استاندارد فشار بین ۳ تا $15 \frac{lbf}{in^2}$ فشار هوا متناسب با w_i استفاده کرد. به دلیل اینکه این فشار استاندارد در کاربردهای صنعتی برای سیستمهای کنترل و سایر سیستمها نیز بکار می رود. این نوع وسایل اندازه گیری را به راحتی می توان با سیستمهای کنترل موجود در کارخانجات تلفیق کرد.

۴-۶ زمان سنجها و شمارنده های چرخشی مکانیکی^۱

در مواقعی که احتیاج به خواندن پیوسته نبوده و یک سیگنال خروجی الکتریکی مهم لازم نیست، از شمارنده های چرخنده مکانیکی می توان استفاده کرد. در این شمارنده ها معمولاً از غلتکهای لاستیکی با نوکهای تیز استفاده می شود که با اصطکاک، حرکت را از جسم متحرک به شافت شمارنده انتقال می دهند.

۴-۲۷ استفاده از پالسهای مغناطیسی (فتوالکتریک) به عنوان شمارنده^۲

در شکل (۴-۱۳) از حس کننده های مغناطیسی و یا فتوسلها که در مقابل چرخ چاک داری قرار دارند، برای درجه بندی استفاده شده است. این سیستم به طور وسیعی در کاربردهای صنعتی به کار می رود.

^۱ - mechanical Revolution Counters and timers

^۲ - Magnetic and photoelectric pulse counting methods

۴-۸ روشهای استروبوسکوپی^۱

سرعت چرخشی را می توان با استفاده از یک استروبوسکوپ الکترونیکی که با سرعت مشخص و قابل تنظیمی فلاش می زند، اندازه گیری کرد. نور به صورت مستقیم به عضو چرخانی که دارای چند دندانه می باشد تابیده می شود. وقتی که علامت مشخصه روی عضو چرخان، ثابت به نظر رسید فرکانس فلاش زدن استروبوسکوپ و فرکانس چرخش عضو با هم مساوی می شوند. در این حالت می توان فرکانس فلاش زدن (و در نتیجه فرکانس چرخش) را از درجه بندی روی دستگاه خواند. دقت خواندن دستگاه تا $\pm 1\%$ مقدار خوانده شده می رسد ولی در دستگاههایی که از کنترلرهای زمانی کریستالی استفاده می شود دقت تا 0.01% هم می رسد. در نمونه هایی از استروبوسکوپ محدوده تغییرات فرکانس فلاش زدن بین ۱۱۰ تا ۲۵۰۰۰ فلاش در دقیقه می باشد.

برای سرعتهای بالاتر از ۲۵۰۰۰ rpm می توان از این نکته استفاده کرد که همزمانی (ثابت شدن علامت مشخصه جسم چرخان) به ازای هر سرعت فلاش زدن که مقسوم علیه ۲ فرکانس دور جسم چرخان (n) باشد، باز هم اتفاق می افتد. براساس این توضیح ماکزیمم سرعت فلاش زدن دستگاه که به ازای آن همزمانی اتفاق می افتد را r_1 می نامیم و سپس سرعت فلاش زدن کم می شود تا همزمانی باز هم حاصل شود. این سرعت فلاش زدن را r_2 می نامیم. مقدار سرعت چرخش جسم (n) از رابطه زیر حساب می شود.

$$(10-4)$$

$$n = \frac{r_1 r_2}{r_1 - r_2}$$

برای سرعتهای خیلی بالا مقدار r_1 و r_2 خیلی به هم نزدیک هستند و این از دقت اندازه گیری می کاهد. برای جلوگیری از کاهش دقت اندازه گیری می توان سرعت فلاش زدن را از r_2 هم کمتر کرد و تعداد سرعتهایی را که همزمانی حاصل می شود یادداشت کرد. اگر این عمل را ادامه دهیم تا به N بار همزمانی برسیم ($r_1, r_2, r_3, \dots, r_N$) آنگاه سرعت n را از رابطه زیر محاسبه می شود:

$$(11-4)$$

$$n = \frac{r_1 r_N (N - 1)}{r_1 - r_N}$$

با این روش می توان سرعتهای تا ۲۵۰۰۰۰ rpm را اندازه گیری کرد.

¹- stroboscopic methods

²- Sub multiple integral

۹-۴ ترانسدیوسرهای اندازه گیری سرعت خطی (سیم پیچهای متحرک درون آهنربای دائم ۱ حس کننده های سیستم پیچ متحرک ۲ براساس قانون ولتاژ القایی بنا شده است. (۱۲-۴)

$$e_0 = 10^{-8}(Blv_i)$$

که در آن

l : طول سیم پیچ

ni : سرعت نسبی بین سیم پیچ و آهنربا

e_0 : ولتاژ القایی

B : چگالی شار مغناطیسی

در فرمول فوق چون B و l ثابت هستند، ولتاژ خروجی (e_0) با سرعت (ni) به صورت خطی تغییر می کند و با معکوس شدن جهت سرعت علامت ولتاژ خروجی هم تغییر می کند مطابق شکل (۴-۱۴). با بکارگیری این نوع وسایل می توان سرعت ارتعاشات جسم را اندازه گیری کرد. از آنجا که حداکثر شاری که می توان از آهنرباهای دائمی به دست آورد 10000 G بیشتر نیست، به منظور افزایش حساسیت دستگاه می توان به طول سیم پیچ اضافه کرد اما برای کوچک شدن سیم پیچ مجبور به استفاده از سیم نازک هستیم که باعث می شود مقاومت سیم بالا برود. استفاده از سیم پیچهای با مقاومت بالا باعث شده که از ولتمتر با مقاومت بالا استفاده شود. نوعی از این حس کننده ها با مقاومت حدود 500 W حساسیتی در حدود $0.15 \frac{v}{in/s}$ دارند و حداکثر جابجایی آنها در کل محدوده نشانگر مدرج 15 in می باشد که به صورت غیرخطی درجه بندی شده است و دقت $\pm 1\%$ دارند.

در دستگاه اندازه گیری لرزه نگار ۳ با مقاومت 50000 W به حساسیت حدود $115 \frac{v}{in/s}$ هم دست یافته اند. در ترانسدیوسر نشان داده شده در شکل (۴-۱۵) یک آهنربای دائم در مرکز دو سیم پیچ که مطابق شکل به هم وصل شده اند، حرکت می کند. این نوع ترانسدیوسرها در تمام محدوده

¹- Translation-velocity Transducers (mooring coil & magnet moving-Pickups)

²- Moving-Coil-Pickup

³- seis mometer

حرکتی از 0.5 in تا 2.0 in موجود می باشند و حساسیت آنها از $0.5 \frac{v}{\text{in/s}}$ تا 0.1 تغییر می کند و با دقت حدود 1% کار می کنند.

۴-۱۰ دورسنجهای مولد DC برای اندازه گیری سرعت چرخشی^۱

یک ژنراتور معمولی DC (که از آهنربای دائمی استفاده می کند) ولتاژ خروجی ایجاد می کند که به طور مستقیم به سرعت چرخشی بستگی دارد. با در نظر گرفتن مسائل خاص در طراحی این ژنراتورها می توان یکپنن ماشین را به یکی از وسایل اندازه گیری دقیق سرعت تبدیل کرد. در اینجا اساس و پایه کار معادله (۴-۱۲) می باشد که وقتی به فرم چرخشی برای یک ژنراتور DC بکار برده شود به صورت زیر در می آید:

(۴-۱۳)

$$e_0 = 10^{-8} \frac{n_p n_c \varphi N}{60 n_{pp}}$$

که در آن:

f: شار هر قطب (به صورت خطی)

N: سرعت چرخشی (r/min)

n_{pp}: تعداد مسیر موازی بین جاروبکهای قطب مثبت

e₀: مقدار متوسط ولتاژ خروجی

n_pP: تعداد قطبها

n_c: تعداد کلافها در آرمیچر

ولتاژ e³ یک ولتاژ DC می باشد که به سرعت وابسته است و علامت آن با تغییر جهت سرعت زاویه ای تغییر می کند. به دلیل محدود بودن تعداد کلافها در آرمیچر تعداد کمی از نقاط برجستگی موجهها هنوز در منحنی ولتاژ خروجی موجودند. (ولتاژ خروجی به صورت کاملاً یکنواخت نیست). ولی با استفاده از یک فیلتر بالا گذر می توان این عدم یکنواختی در موج خروجی را تا حدی از بین برد. لازم

¹- Tachometer DC measurement velocity rotary for Generator

به ذکر است که این فیلترها در سرعت‌های پایین به طور صحیح کار نمی‌کند و بایستی از تکنیک دیگری در سرعت‌های پایین استفاده کرد.

یک نوع از این دورسنج‌های با آهنربای دائمی که دارای دقت بالایی می‌باشد دارای حساسیت در $1000 \frac{rev}{min}$ ، قابلیت اندازه‌گیری سرعت 5000 r/min و دقت غیرخطی 0.07% در محدوده سرعت ۰ تا 3600 r/min می‌باشد. این نوع دورسنج دارای موجک‌های ولتاژ (انحراف از حالت متوسط = مقدار متوسط ولتاژ 0.02^*) برای سرعت‌های حدود 100 r/min می‌باشد. مقدار کوئل اصطکاکی در این نوع دورسنج 0.2 (in.oz) ، اینرسی روتور آن 2 g.cm^2 ، آمپدانس خروجی 2800 W و وزن کل 30 oz می‌باشد.

۴-۱۱ دورسنج‌های مولد جریان برای اندازه‌گیری سرعت چرخشی^۱

یک موتور AC دوفاز القایی می‌تواند به عنوان یک دورسنج استفاده شود. برای این منظور باید یکی از فازهای جریان AC تولیدی را به عنوان جریان محرک و ولتاژی را که در فاز دوم ایجاد می‌شود به عنوان خروجی در نظر گرفت.

در هنگامی که روتور در حالت سکون است مقدار ولتاژ خروجی صفر می‌باشد. چرخش در یک جهت باعث می‌شود در خروجی یک ولتاژ AC که دارای فرکانسی مساوی با فرکانس چرخش روتور است، تولید شود. فاز این ولتاژ خروجی با فاز تحریک یکی می‌باشد. برعکس شدن جهت جریان باعث می‌شود فاز خروجی 180° انتقال پیدا کند. مطابق شکل (۴-۱۶) در اغلب موارد از روتورهای قفسه‌سنجابی استفاده می‌شود؛ اما در مواردی که دقت بالاتری نیاز است، از روتورهای نوع drag-cup استفاده می‌شود. مشخصات یک نوع از دورسنج‌های AC با دقت بالا شامل ولتاژ تحریک 115 V با فرکانس 400 Hz ، دقت 208 V در 1000 rpm ، اصطکاک کم، اینرسی روتور 2 g.cm^2 و وزن کل آن $6/7 \text{ (oz)}$ می‌باشد. بیشتر دورسنج‌های تجاری برای استفاده در سرومکانیزم‌های AC طراحی شده‌اند که در سرعت‌های 60 یا 400 Hz کار می‌کنند. بنابراین این دورسنج‌ها معمولاً برای کار در این فرکانس‌ها طراحی می‌شوند. برای کاربردهای عادی اندازه‌گیری حرکت، فرکانس پاسخ این نوع وسایل به $\frac{1}{10}$ تا $\frac{1}{5}$ فرکانس حرکت می‌رسد.

¹- Generators for Rotary velocity measurement AC Tachometer

با تمام نکات ذکر شده می توان در موارد لازم یک دور سنج که برای فرکانس ۴۰۰Hz طراحی شده است را با فرکانسی بالاتر تحریک کرد اما بعضی از خواص آن مقداری تغییر می کند.

۴-۱۲ اندازه گیری سرعت زاویه ای با استفاده از جریان گردابی^۱

شکل (۴-۱۷) یک دورسنج با جریان گردابی را نشان می دهد. چرخش آهنربا درون محفظه فنجان شکل تولید ولتاژ القایی می کند که این ولتاژ باعث ایجاد جریان گردابی درون ماده محفظه فنجان می شود. جریان گردابی ایجاد شده با میدان آهنربا مخالفت می کند و باعث ایجاد یک کوپل مقاوم بر محفظه فنجان می شود. این کوپل با سرعت نسبی بین آهنربا و محفظه فنجان متناسب می باشد. تا زمانی که فر پیچشی در پشت محفظه بتواند کوپل مغناطیسی ایجاد شده را خنثی کند، این کوپل باعث می شود که محفظه فنجان به اندازه زاویه q^3 بچرخد. بنابراین مقدار چرخش زاویه ای q^3 به صورت مستقیم با سرعت زاویه ای ω_i ورودی متناسب می باشد.

اگر سیگنال الکتریکی مورد نظر باشد ترانسدیو سرهای جابجایی مخصوص اندازه گیری کوپل کم، می توانند برای اندازه گیری q^3 بکار گرفته شوند. سختی فنر و ضریب دمپر ناشی از جریان گردابی می تواند بر عملکرد دینامیکی سیستم تأثیر بگذارد و می توان عملکرد q^3 بر حسب ω_i را به صورت زیر نوشت:

(۴-۱۴)

$$\frac{\theta_0}{\omega_i}(D) = \frac{K}{\frac{D^2}{\omega_n^2} + \frac{2\zeta D}{\omega_n} + 1}$$

۴-۱۳ اندازه گیری سرعت ارتعاشی^۲

در این وسایل هدف، اندازه گیری سرعت ارتعاشی سیستم می باشد. اساس کار همانند شکل (۴-۸) است. برای اندازه گیری سرعت i تخته جای x_i سه روش ممکن است. در روش اول می توان سیگنالهای ولتاژهای به دست آمده یک جابجایی سنج^۳ را به یک مدار مشتق گیرنده فرستاد. در روش دوم که کاربرد نسبتاً بیشتری هم دارد ترانسدیو سر اندازه گیری جابجایی نسبی از شکل (۴-۸) با یک

^۱- Eddy Drag Tachometer Current Cup

^۲- displacement pickup

^۳- seismic (Absolute) velocity pickup

ترانسدیو سر اندازه گیری سرعت نسبی جایگزین می شود (ترانسدیو سرهای اندازه گیری سرعت نسبی معمولاً شامل سیم پیچ متحرک می باشند). از آنجا که مقدار R می باشد داریم:

(15-4)

$$\frac{e_0}{\omega_i}(D) = \frac{K_e \frac{D^2}{\omega_n^2}}{\frac{D^2}{\omega_n^2} + \frac{2\zeta D}{\omega_n} + 1}$$

در صورتی که فرکانس کارکرد دستگاه از فرکانس طبیعی سیستم بسیار بزرگتر باشد ($\omega \gg \omega_n$)، می توان با این روش اندازه گیری دقیقی را انجام داد. (در ضمن می توان با استفاده از یک مدار انتگرال گیر الکترونیکی سیگنالهای سرعت به دست آمده را به جابجایی تبدیل کرد. روش سوم اندازه گیری را می توان با بازنویسی معادله (4-6) به شکل زیر انجام داد.

(16-4)

$$\frac{x_0}{Dx_i}(D) = \frac{D}{D^2 + 2\omega_n D + \omega_n^2}$$

$$\frac{x_0}{\dot{x}_i}(i\omega) = \frac{1}{2\zeta\omega_n - i[(\omega_n^2 - \omega^2)/\omega]}$$

از معادله قبل می بینیم که در حالتی که ($\omega \approx \omega_n$) مقدار $\frac{\omega_n^2 - \omega^2}{\omega} \approx 0$ می باشد. لذا اگر هدف اندازه گیری x_0 از روی $\dot{x}_i$ نباشد داریم:

(17-4)

$$\frac{x_0}{\dot{x}_i}(i\omega) = \frac{1}{2\zeta\omega_n} = constant$$

اما همان طور که قبلاً نیز اشاره گردید استفاده از این روش محدود است به این که اندازه گیری تنها در فرکانس مساوی با فرکانس طبیعی سیستم انجام شود. اما اگر مقدار z خیلی زیاد باشد محدوده تغییرات w بیشتر می شود (زیرا که $\frac{\omega_n^2 - \omega^2}{\omega}$ در مقایسه با $2\zeta\omega_n$ ناچیز می شود). در شکل (4-18) این مطلب به صورت منحنی نشان داده شده است. مقدار z های خیلی بزرگ از حساسیت دستگاه هم

می‌کاهد و بنابراین برای فرکانسهای خیلی بالا و یا فرکانسهای خیلی پایین دقت اندازه‌گیری کم می‌شود.

۴-۱۴ سنسورهای اندازه‌گیری سرعت با استفاده از ژيروسکوپ ۱

در این مورد کافی است که نتایج به دست آمده از یک وسیله اندازه‌گیری چرخش با ژيروسکوپ به یک مدار مشتق گیرنده الکترونیکی فرستاده شود. خروجی در نهایت مقدار سرعت زاویه‌ای را نشان خواهد داد.

۴-۱۵ وسایل اندازه‌گیری شتاب نسبی ۲

ترانسدیسورهایی که مستقیماً مقدار شتاب نسبی را اندازه بگیرند کمیاب می‌باشند. در شکل (۴-۱۹) یک نوع تجارتي این شتاب‌سنجها (شتاب نسبی) معرفی شده است. هنگامی که شافت با سرعت ثابتی می‌چرخد جریان گردابی (القایی) که درون دیسک هادی ایجاد می‌شود ثابت است و با سرعت چرخش متناسب می‌باشد. این جریانه‌ها تولید یک میدان مغناطیسی می‌کند که یک سر سیم پیچها را به سر دیگر آنها وصل می‌کند. اما به دلیل وجود این میدان در خروجی سیم پیچها ولتاژ القایی نداریم.

در هنگامی که شافت شتاب می‌گیرد تغییرات در میدان مغناطیسی موجود باعث می‌شود که در خروجی سیم پیچ تولید ولتاژ شود که این ولتاژ متناسب با شتاب می‌باشد.

سرعت پاسخ سیستم به انعکاس الکتریکی در سیم پیچها و انعکاس مکانیکی کوپل سیستم بر می‌گردد. مقدار محدوده حساسیت این سیستمها بین ۰/۰۵ تا $10 \frac{mV}{rad/sec}$ با پاسخ فرکانسی DC بین ۲۰۰Hz تا ۱۰۰۰Hz می‌باشد. به وسیله این سیستمها می‌توان شتابهای چند هزار رادیان بر مجذور ثانیه را در دورهای ۵۰۰۰rpm اندازه‌گیری کرد.

¹ - Gyroscopic velocity sensors

² - Relative Acceleration Measurement

۴-۳۴ اندازه گیری شتاب ارتعاشی^۱

یکی از مهمترین مقادیر اندازه گیری در حرکتیاتی چون ارتعاشات، حرکتیهای ناگهانی^۲ و سایر موارد اندازه گیری شتاب می باشد. وسایل اندازه گیری شتاب در انواع مختلف و محدوده کارکرد متفاوت موجود می باشند. از جمله مزایای این دستگاهها موارد زیر می باشد:

۱- فرکانسهای صفر تا مقادیر بالایی توسط این وسایل قابل اندازه گیری می باشد. همچنین شتابهای ثابت طولانی با این وسایل قابل اندازه گیری است.

۲- با بکار بردن مدارهای انتگرال گیر به سادگی می توان سرعت و جابجایی را از این دستگاهها به دست آورد (که خیلی ساده تر از مدارهای مشتق گیر می باشند).

۳- اندازه گیری حرکتیهای آنی (ناگهانی) راحت تر از اندازه گیری جابجایی و یا سرعت می باشد.

۴- نیروهای خراب کننده در ماشین آلات معمولاً به شتاب مربوط می شوند نه به سرعت جابجایی. در مورد شتاب سنج ارتعاشی نیز اصول با اندازه گیری جابجایی ارتعاشی فرقی نمی کند. در شکل (۴-۸) فرض کنید که شتاب $\ddot{x}$ که می خواهیم آنرا اندازه بگیریم ثابت باشد. پس در حالت دائم (پس از گذشت مدت زمانی) جرم M نسبت به محفظه ثابت می ماند و بنابراین شتاب دقیق آن هم $\ddot{x}$ خواهد بود. اما اگر جرم M با شتاب $\ddot{x}$ حرکت کند نیروهایی باید بر این جرم اثر کرده باشند تا دارای چنین شتابی باشد. از طرفی چون جرم M نسبت به بدنه حرکت نمی کند پس این نیرو تنها از طریق فنر می تواند بر جرم وارد شود. بنابراین مقدار فشردگی فنر (x^3) متناسب با نیرو (یا به عبارت دیگر متناسب با شتاب) است و لذا x_0 نماینده ای از $\ddot{x}$ می باشد.

با توجه به این مطلب، اندازه گیری دقیق شتاب در اندازه گیری نیروی لازم برای شتاب دادن به یک جرم مشخص خلاصه می شود. اما استفاده از جرم باعث بروز مشکلاتی در سیستمهای اینرسی (نه سیستم ارتعاشی) می شود. زیرا جرم نیروی جاذبه را نیز تحمل می کند و شتاب سنج نمی تواند بین نیروی ناشی از

¹- Accelerometers Seismic

²- Shock

جاذبه و نیروی ناشی از شتاب سیستم فرق بگذارد.

شتاب سنجها را می توان به دو قسمت تقسیم کرد:

۱- نوع همراه با جابجایی (خیز)

۲- نوع خود تعادل

شتاب سنجهایی که در سیستمهای ارتعاشی و همچنین در حرکتهای ناگهانی بکار می روند از نوع جابجایی (خیز) می باشند اما در حرکتهای نظیر وسایلی چون زیردریایی ها و سفینه ها و یا هواپیماها که شتابهای زیادی وجود دارند از شتاب سنجهای نوع دوم استفاده می شود.

۴-۱۷ شتاب سنجهای از نوع جابجایی

شکل کلی تعداد زیادی از شتاب سنجها که در عمل بکار می روند. همانند شکل (۴-۸) می باشد و تنها در جزئیاتی چون فنرها تفاوت دارند. آن از ترانسیدوسرهای اندازه گیری حرکت نسبی و همچنین از یک مستهلک کننده استفاده می کنند. از آنجا که مقدار ورودی در این حالت $i \gg x$ می باشد می توانیم معادله (۴-۶) را به صورت زیر بازنویسی کنیم:

(۴-۱۸)

$$\frac{x_0}{D^2 x_i}(D) = \frac{x_0}{x_i}(D) = \frac{K}{\frac{D^2}{\omega_n^2} + \frac{2\zeta D}{\omega_n} + 1}$$

که در آن :

$$K \triangleq \frac{1}{\omega_n^2} \frac{cm}{s^2}$$

با توجه به آنکه رابطه $e_0 = K_e x_0$ برای ترانسیدوسرهای حرکتی برقرار است و با توجه به معادله (۴-۱۸) مشاهده می شود که می توان این معادله را به صورت تابع انتقال بین ولتاژ خروجی e_0 و شتاب $\ddot{x}_i$ نوشت. همچنین با دقت در معادله (۴-۱۸) در می یابیم که شتاب سنجها سیستمهای مرتبه دوم می باشند و

تمام خواص سیستمهای مرتبه دوم را در بر دارند. در زیر به بررسی خواصی از شتاب سنجهای تجاری موجود می‌پردازیم:

در کاربردهایی که شتاب به کندی تغییر می‌کند و همچنین در ارتعاشات با فرکانس پایین، شتاب‌سنجهایی بکار گرفته می‌شوند که از پتانسیومترهای مقاومتری برای اندازه‌گیری حرکت استفاده می‌کنند. یک خانواده این شتاب‌سنجها که ۹ مدل را شامل می‌شود از محدوده حداکثر $\pm 1g$ تا $\pm 50g$ را اندازه‌گیری می‌کند. مقدار فرکانس طبیعی این وسایل از ۱۲Hz تا ۸۶Hz تغییر می‌کند. با تغییر دمای مایع دمپر بین $-65F^3$ تا $165F^3$ ضریب میرایی شتاب‌سنجها بین ۰/۵ تا ۰/۸ تغییر می‌کند.

۴-۱۸ شتاب‌سنجها با سنج‌های کرنشی غیرمقید^۱

در نوعی از شتاب‌سنجها از سیمهای کرنشی (کششی) به جای فنر در سیستم ارتعاشات استفاده می‌شود. این شتاب‌سنجها برای حرکت‌های عادی مناسب هستند. همچنین برای حرکت‌های ارتعاشی با فرکانس بالا نیز مناسب می‌باشند. این شتاب‌سنجها با خواص متفاوتی موجودند. به طور مثال محدوده شتاب قابل اندازه‌گیری توسط آنها بین $5g$ تا $200g$ می‌باشد و فرکانس طبیعی آنها از ۱۷Hz تا ۸۰۰Hz تغییر می‌کند. ولتاژ کارکرد دستگاه حدود ۱۰V است که می‌تواند به صورت جریان مستقیم و یا متناوب باشد. مقدار دقت این دستگاه ۱٪ ماکزیمم مقدار قابل اندازه‌گیری است. ضریب دمپینگ آن بین ۰/۶ تا ۰/۸ در دمای محیط می‌باشد. این وسایل می‌توانند خیلی کوچک باشند، به طور مثال نمونه‌ای از آنها دارای ابعاد $2in \times \frac{1}{2} \times \frac{1}{2}$ می‌باشد و وزن آن ۲۶gr است.

۴-۱۹ شتاب‌سنجها با سنج‌های کرنشی مقید^۲

۴-۲۰ شتاب‌سنجهای پیزوالکتریک

¹- Unbounded Strain gage

²- Bonded Strain gage accelerometers

شتاب سنجهای پیزوالکتریک نوع دیگری هستند که برای حرکت‌های آنی و ارتعاشی مورد استفاده قرار می‌گیرند. این شتاب سنجها به خاطر خواص اصلی ترانسدیوسرهای حرکتی پیزوالکتریک قادر به اندازه‌گیری شتابهای ثابت نیستند. این شتاب سنجها سیگنالهای خروجی قوی دارند و دارای ابعاد کوچک و فرکانس طبیعی بالا هستند. اینها به دلیل فرکانس طبیعی بالا برای اندازه‌گیریهای مربوط به حرکت‌های آنی مناسب می‌باشند. بجز استهلاک هیستریس که باعث از دست رفتن انرژی می‌شود هیچ دمپر دیگری وجود ندارد و ضریب دمپینگ استهلاک هیستریس در حدود ۰/۰۱ می‌باشد که خیلی کم است، اما باز هم قابل قبول می‌باشد. (به دلیل فرکانس طبیعی بالای سیستم). تابع انتقال این سیستم با ترکیب معادلات (۴-۱۸) و (۵-۶۵) به صورت زیر در می‌آید:

(۴-۱۹)

$$\frac{e_0}{\ddot{x}_i}(D) = \frac{\left[\frac{K_q}{(C\omega_n^2)} \right] \tau D}{(\tau D + 1) \left(\frac{D^2}{\omega_n^2} + \frac{2\zeta D}{\omega_n} + 1 \right)}$$

مقدار حد پایین پاسخ فرکانسی پیزوالکتریک به دلیل وجود ترم $\frac{\tau D}{\tau D + 1}$ در تابع انتقال آن محدود می‌شود. حد بالای پاسخ فرکانس آن نیز به دلیل ارتعاشات مکانیکی سیستم محدود می‌شود. مقدار ضریب دمپینگ ζ مربوط به شتاب سنج پیزوالکتریک را نمی‌توان دقیقاً مشخص کرد ولی برای کاربردهای عملی می‌توان آنرا صفر فرض کرد.

محدوده‌ای از فرکانس که این شتاب سنج می‌تواند خوب کار کند بین $\frac{3}{\tau} < \omega < 0.2\omega_n$ می‌باشد. بنابراین برای اندازه‌گیری دقیق فرکانسهای پایین احتیاج به ثابت زمانی (t) زیاد می‌باشد. این سیستمها برای پاسخهای زیر ۱Hz طراحی می‌شوند. در ضمن تغییرات دما به دلیل تأثیرات پیزوالکتریک باعث به وجود آمدن خطاهایی در سیستم می‌شود. شکل (۴-۲۰) طرحهای مختلف پیزوالکتریک را نشان می‌دهد. شکل (۴-۲۰-الف) ساده‌ترین طرح را نشان می‌دهد و بهترین نسبت $\frac{\text{جرم}}{\text{حساسیت}}$ را نیز داراست. اما به دلیل اینکه قسمت housing به عنوان یک قسمت جمع‌کننده عمل می‌کند این نوع از پیزوالکتریکها بیشتر به ورودیهای غیر اصلی از قبیل دما، برگشت صوت و ... حساس هستند. فتر بکار رفته در سیستم معمولاً پیش بارگذاری می‌شود تا مواد پیزوالکتریک در ناحیه خطی منحنی فتر کار

1- integral part

2- spurious inputs

کنند. علاوه بر این پیش بارگذاری فنر این امکان را به ما می دهد که اندازه گیری شتابهای مثبت و منفی بدون اینکه ماده پیزوالکتریک تحت کشش قرار گیرد انجام شود. در طرحهای (۴-۲۰-ب و ج) پاسخ به ورودیهای غیراصلی که قبلاً ذکر شد تا حد امکان کم می شود. مدارهای الکترونیک خیلی ریز امکان بکار گرفتن آمپلی فایرهای خاص ۱ را در درون housing دستگاه ایجاد می کنند. یک کابل دو رشته ای برای انتقال جریان آمپلی فایر و همچنین سیگنالهای اندازه گیری بکار می رود. این کابل به یک منبع جریان با ولتاژ کم متصل می شود و رشته دیگر سیم به اسیلو سکوپ (آشکار ساز) متصل می گردد تا سیگنالهای اندازه گیری را دریافت کند. با بکارگیری این روش حساسیت بالاتری با شتاب سنجهای کوچک و در فرکانسهای بالا قابل دسترسی است. همچنین از تأثیرات ورودیهای مزاحمی که توسط کابل وارد سیستم می شوند، می کاهد و در نهایت از قیمت سیستم هم کاسته شده. وسایل اندازه گیری شتاب زاویه ای هم براساس شکل (۴-۷۰-ب) کار می کنند. تنوع این نوع وسایل از شتاب سنجهای حرکت انتقالی کمتر است. همچنین می توان با ترکیب درست چندین شتاب سنج حرکت انتقالی، حرکت چرخشی را هم اندازه گیری کرد. شکل (۴-۸۳) دو عدد شتاب سنج انتقالی را نشان می دهد که بر روی سازه ای سوار شده اند و این سازه بر روی جسم خارجی نصب می شود و حرکت چرخشی آنرا اندازه می گیرد. می توان نشان داد که با اعمال فرایندهای مناسب بر روی سیگنالهای به دست آمده از شتاب سنجها، مؤلفه های سرعت زاویه ای و شتاب زاویه ای در راستای هر سه محور به دست می آیند.

۴-۲۱ شتاب سنجهای خود تعادل (خنثی)

آنچه به عنوان servo accelerometers نامیده می شود در واقع از قواعد کنترلرهای فیدبک استفاده می کند. با این تفاوت که دقت آنها از سیستمهایی که از فنر باز گرداننده استفاده می کنند بیشتر است در این نوع شتاب سنجهای خود تعادل به وسیله یک دستگاه مغناطیسی مقدار جابجایی جرم حس کننده شتاب از حالت خنثی (تعادل) سنجیده می شود و متناسب با آن نیروی مغناطیسی تولید می شود که جرم را به موقعیت خنثی میل می دهد. بنابراین جرم حس کننده شتاب همواره در محل موقعیت صفر نگه داشته می شود.

این نیروی برگرداننده حکم همان نیروی برگرداننده فنر را در سیستمهای عادی دارد. در واقع در سیستم جدید شتاب سنج، از یک فنر الکتریکی به جای فنر مکانیکی استفاده شده است. از مزایای

1- Charge Amplifiers

2- Null Balance (servo) Type Accelerometers

آن این است که فنر الکتریکی کاملاً به صورت خطی رفتار می کند و استهلاک هیستریس نیز در آن وجود ندارد. به علاوه در بعضی موارد از مستهلک کننده های الکتریکی که در مقایسه با مستهلک کننده های مکانیکی حساسیت کمتری نسبت به دما دارند استفاده می شود. از این شتاب سنجهای خودکار اغلب برای حرکت های کلی و همچنین ارتعاشات با فرکانس کم استفاده می شود. اما آنها می توانند در کنترل شتاب سیستمها نیز مورد استفاده قرار گیرند.

شکل (۴-۸۴) نحوه عملکرد یک نوع از این شتاب سنجها را که برای اندازه گیری مقدار شتاب حرکتی (انتقالی) بکار می رود نشان می دهد (البته با تغییرات مکانیکی در ساختمان سیستم می توان از آن به عنوان شتاب سنج زاویه ای هم استفاده کرد). مقدار $\ddot{X}_l$ که بر محفظه دستگاه وارد می شود باعث به وجود آمدن نیروی اینرسی f_i بر جرم حس کننده شتاب (M) می شود که تمایل دارد آنرا حول محورش بچرخاند. مقدار گردش زاویه ای (θ) توسط یک حس کننده اندازه گیری شده و به وسیله یک آمپلی فایر تولید جریان i_n متناسب با مقدار گردش زاویه ای از حالت خنثی می شود.

جریان ایجاد شده با گذشتن از یک مقاومت R تولید ولتاژ خروجی می کند. همچنین این جریان با گذر از سیم پیچ مغناطیسی تولید یک میدان مغناطیسی می کند که این میدان سعی در بازگرداندن جرم M به حالت خنثی دارد. مقدار شتاب $\ddot{X}_l$ توسط ولتاژ خروجی e_o اندازه گیری می شود. از آنجا که مقداری گردش غیر صفر همواره مورد نیاز است تا جریان i_a تولید شود جرم M به صورت دقیق بر ناحیه خنثی (بالانس) بر نمی گردد. اما خیلی به ناحیه خنثی نزدیک می شود زیرا که از یک آمپلی فایر با ضریب بهره زیاد استفاده شده است. آنالیز دیاگرام بلوکی، فرمولهای زیر را نتیجه می دهد:

(۴-۱۱۵)

$$\left[Mr\ddot{X}_l - \frac{e_o K_c}{R} \right] \frac{\frac{K_p K_a}{K_o}}{\frac{D^2}{\omega_{n_1}^2} + 2\zeta_1 \frac{D}{\omega_{n_1}} + 1} = \frac{e_o}{R}$$

(۴-۱۱۶)

$$\left[\frac{D^2}{\omega_{n_1}^2} + 2\zeta \frac{D}{\omega_{n_1}} + 1 + \frac{K_c K_p K_a}{K_s} \right] e_o = \frac{Mr R K_p K_a}{K_s} \ddot{X}_l$$

اگر مقدار ضریب بهره آمپلی فایر K_a به اندازه کافی بزرگ باشد به طوری که $\frac{K_c K_a K_p}{K_s} \gg 1$

داریم:

(۴-۱۱۷)

$$\frac{e_o}{\ddot{X}_t}(D) = \frac{K}{\frac{D^2}{\omega_{n_1}^2} + 2\zeta \frac{D}{\omega_{n_1}} + 1}$$

که در آن :

$$(۱۱۸-۴)$$

$$K \triangleq \frac{MrR}{K_c} \quad [V/(m/s^2)]$$

$$(۱۱۹-۴)$$

$$\omega_n \triangleq \omega_{n_1} \sqrt{\frac{K_p K_c K_a}{K_s}} \quad (rad/s)$$

$$(۱۲۰-۴)$$

$$\zeta \triangleq \frac{\zeta_1}{\sqrt{\frac{K_p K_c K_a}{K_s}}}$$

معادله (۱۱۸-۴) نشان می‌دهد که حساسیت فقط به M و r و R و K_c بستگی دارد. زیاد بودن بهره آمپلی‌فایر به نحوه عملکرد خوب سیستم کمک می‌کند اما اگر بهره آمپلی‌فایر خیلی زیاد شود ممکن است باعث ناپایداری دینامیکی سیستم شود. با مراجعه به معادله (۱۱۹-۴) در می‌یابیم که ω_n فرکانس نهایی سیستم ضربی از فرکانس طبیعی اصلی مربوط به جرم و فنر تنها ω_{n_1} می‌باشد و این ضریب می‌باشد. بنابراین از مزایای دیگر ضریب بهره زیاد سیستم فیدبک، افزودن فرکانس طبیعی می‌باشد. در عوض از میرایی سیستم به همان نسبت کم می‌گردد. بنابراین لازم است ζ_1 به حد کافی بزرگ انتخاب شود.

۴-۴۰ اندازه‌گیری شتاب برای کاربردهای هوانوردی (۱)

Inertial Navigation به این منظور بکار می‌رود که مقدار حقیقی شتاب وسیله را در راستای سه محور عمود برهم اندازه بگیرد. (تصاویر بردار شتاب اصلی) و با دو بار انتگرال‌گیری از آن به مقدار جابجایی وسیله از یک نقطه معلوم به عنوان مبدأ حرکت برسد و بدین ترتیب موقعیت جدید وسیله را بدست آورد. این روش به ما امکان می‌دهد که موقعیت وسیله را بدون هیچ گونه ارتباطی با خارج از وسیله به دست آوریم. برای اینکه جهت محورهای شتاب سنج همواره موازی با جهت آنها در شروع حرکت باشد، به یک سکوی پایدار که از نیروهای ژيروسکوپیک به عنوان مرجع و از سیستمهای فیدبک بهره می‌برد، نیاز است.

از آنجا که نیروی جاذبه بر روی شتاب‌سنجها تأثیر می‌گذارد باید از سایر نیروها جدا شود و تصحیحات مربوط به آن نیرو در هر لحظه اعمال شود. از آنجا که شتاب‌سنجهای Inertial Navigation برای اندازه‌گیری مقدار حقیقی حرکت بکار می‌روند، سیستمهایی که در بالای سطح زمین حرکت می‌کنند (همانند ماهواره‌ها) بایستی حرکت زمین را در محاسبات خود منظور کنند. نحوه کار شتاب‌سنجهای Inertial Navigation همانند آنچه است که در بالا بیان شد اما طراحی مدارات انتگرال‌گیرنده از شتاب علاوه بر اندازه‌گیری خود شتاب تکنولوژی خاصی را می‌طلبد. جزئیات این تکنولوژی در مراجع آمده است.

۱ – Accelerometers for inertial Navigation

۴-۴۱ اندازه‌گیری تغییرات شتاب (۱)

در بعضی از کاربردهای کنترلرها مجبور هستیم که سرعت تغییرات شتاب $\frac{dX^3}{dt^3}$ اندازه بگیریم. یکی از راههای ممکن این است که سیگنالهای الکتریکی خروجی از یک شتاب‌سنج را به یک مدار مشتق‌گیرنده وصل کنیم. اما همان‌طور که قبلاً نیز اشاره شد اغتشاشات مربوط به ورودیهای مزاحم اثر نامطلوبی را در سیستمهای مشتق‌گیر به همراه دارد. لذا از تکنیک مناسب‌تر دیگری استفاده می‌کنیم که آنرا Donner jerkmeter می‌نامند. در این روش با بهره‌بردن از قوانین سیستمهای فیدبک این وسایل تولید سیگنالهای شتاب و jerk (مشتق شتاب) می‌کنند. این وسایل از نوع سیستمهای خود بالانس یا خنثی می‌باشند. دیاگرام بلوکی آن در شکل (۴-۸۵) نشان داده شده است. با نوشتن تابع انتقال سیستم داریم:

(۴-۱۲۱)

$$\left[MrD^2X_i - \frac{K_iK_{ce}e_{oj}}{D} \right] \frac{\frac{K_pK_{ae}}{K_s}}{\frac{D^2}{\omega_{n_1}^2} + 2\zeta \frac{D}{\omega_{n_1}} + 1} = e_{oj}$$

با تغییرات جزئی این معادله به یک معادله دیفرانسیل تبدیل می شود:

(۱۲۲-۴)

$$\left[\frac{K_s}{K_i K_p K_{ae} K_{ce} \omega_{n_1}^2} D^3 + \frac{2\zeta_1 K_s}{K_i K_p K_{ae} K_{ce} \omega_{n_1}} D^2 + \frac{K_s}{K_i K_p K_{ae} K_{ce}} D + 1 \right]$$

بایستی توجه داشت که رابطه بین تغییرات شتاب ورودی ($D^3 X_i$) و ولتاژ خروجی آن e_{oj} یک

معادله دیفرانسیل مرتبه سوم می باشد. به آسانی می توان فهمید که حساسیت استاتیکی برابر است با

$$\frac{Mr}{K_i K_{ce}} \left[\frac{V}{cm/s^3} \right]$$

برای تمام مقادیر عددی، معادله (۱۲۲-۴) سه ریشه عددی خواهد داشت. این ریشه ها می توانند

سه ریشه حقیقی و یا یک ریشه حقیقی و یک جفت ریشه مختلط باشند. با یک طراحی مناسب معمولاً

حالت دوم اتفاق می افتد و این بدین معنی است که می توان معادله (۱۲۲-۴) را به صورت زیر نوشت:

(۱۲۳-۴)

$$\frac{e_{oj}}{D^3 X_i}(D) = \frac{K}{(\tau D + 1) \left(\frac{D^2}{\omega_n^2} + 2\zeta \frac{D}{\omega_n} + 1 \right)}$$

که در آن :

$$K \triangleq \frac{Mr}{K_i K_{ce}}$$

مقادیر τ و ω_n را می توان با داشتن سایر ثابتها به دست آورد. پاسخ فرکانسی این تابع انتقال به

روش لگاریتمی رسم می شود. در واقع پاسخ فرکانس معادله (۱۲۲-۴) به دست می آید. واضح است که

برای فرکانسهای به حد کافی پایین به ازای تمام مقادیر ثابت می توان نوشت $e_o \approx \left[\frac{Mr}{K_i K_{ce}} \right] \ddot{x}_i$ زیرا

که سه جمله اول داخل پرانتز به ترتیب دارای عبارات ω^3 و ω^2 و ω می باشند که تقریباً صفر هستند

(به شرط اینکه $\omega \rightarrow 0$). برای اینکه بتوان محدوده فرکانس کارکرد سیستم را افزایش داد (فرکانس

قابل اندازه گیری) بایستی ثابتهای جمله های دارای ω^3 و ω^2 و ω به حد کافی کوچک باشند و

ضریب $\frac{K_s}{K_i K_p K_{ae} K_{ce}}$ کوچک شود و این تنها با زیاد کردن بهره آمپلی فایر مدار فیدبک امکان پذیر

می باشد. اما بهره آمپلی فایر هم نمی تواند خیلی افزایش یابد زیرا که باعث ناپایداری دینامیکی سیستم و

خرابی آن می شود.

با استفاده از معیار پایداری Routh در می‌یابیم که برای یک معادله مرتبه سوم به شکل کلی پایداری زمانی حاصل می‌شود که تمام a_i ها مثبت باشند و $a_1 a_2 < a_0 a_3$ باشد که با استفاده از معادله بالا به صورت زیر در می‌آید.

(۱۲۴-۴)

$$\frac{K_s}{K_i K_P K_{ae} K_{ce} \omega_{n_1}^2} < \frac{2 \zeta_1 K_s^2}{(K_i K_P K_{ae} K_{ce})^2 \omega_{n_1}}$$

۱-pickups jerk

(۱۲۵-۴)

$$\zeta_1 > \frac{K_i K_P K_{ae} K_{ce}}{2 K_s \omega_{n_1}}$$

این معادله نشان می‌دهد که اگر $\frac{K_s}{K_i K_P K_{ae} K_{ce}}$ کوچک شود تا محدوده فرکانس قابل اندازه‌گیری سیستم زیاد شود، همزمان باید ضریب میرایی ζ_1 زیاد شود تا باز هم پایداری باقی بماند. ضریب میرایی مورد نیاز را معمولاً می‌توان با افزودن شبکه جبران‌کننده مناسب به مدار سیستم تأمین کرد. در این شتاب‌سنجها از یک جرم استفاده شده است که به وسیله یک تیر یکسر درگیر نگه داشته می‌شود و بر روی این تیر تعدادی کرنش‌سنج به نحوی قرار گرفته‌اند که مقدار حداکثر حساسیت را داشته باشند. خواص این نوع از شتاب‌سنجها همانند شتاب‌سنجهای کرنش نامحدود می‌باشد با این تفاوت که کمی بزرگتر و سنگین‌تر هستند. در این نوع شتاب‌سنجها از روغنهای سیلیکونی به عنوان دمپر استفاده می‌شود. از کرنش‌سنجهای نیمه‌هادی به منظور حس کردن کرنش استفاده