

**Signalanpassningar, testning och felsökning i system av
givare – programmerbar styrenhet – aktuator**

Version 2016

1. Inledning.

Signalanpassningar (signal interfacing) innebär omvandling av en typ av signal till en annan och är ett begrepp med stor vidd inom mätteknik och signalhantering. Det kan vara signalförstärkning, filtrering, modulering mm. Det som behandlas i detta avsnitt gäller spännings- och effektanpassning av digitala in- och utsignaler.

Styrenheten för styrning av ett automatiserat system eller en mekatronisk produkt utgörs ofta av en microcontroller (MCU), vilken normalt arbetar på en spänningsnivå 3,3 – 5,0 V och med kapacitet att driva en last på några tiotal milliwatt. När det gäller den utrustning denna microcontroller skall styra kan det handla om att tända en blinkerslampa med spänningen 12 V och effekten 5 W eller kanske att starta en kvarn i ett malmpelletsverk som drivs av en motor med effekt 1,2 MW och 3-fas, 3,6 kV~ matningsspänning. För att åstadkomma dessa styrningar krävs en signalanpassning för spänning och effekt mellan styrande microcontroller och apparat eller process.

2. Anpassningar av digitala ingångar.

Digitala ingångar hos en MCU-krets har inresistans av storleksordning 10 M Ω . Det innebär att +5V på ingången ger en ström på ca 1 μ A och en effektutveckling på ca 5 μ W. Kretsen har så hög ingångsresistans dels för att en utgång skall kunna anslutas till flera ingångar och dels för att få så lite effektutveckling som möjligt i de fysiskt små kretsarna och därmed minska behovet av kylning. Ibland är det också viktigt med låg effektförbrukning för att få lång drifttid av mobila batterimatade apparater. Den höga ingångsresistansen innebär dock att en sådan ingång är lättpåverkad av yttre störande fält. Ett oanslutet ingångsben påverkas av de magnetiska- eller elektriska fält som finns i omgivningen vilket gör det logiska tillståndet osäkert. Ett ingångsben skall alltid ansluta till antingen låg eller hög nivå (0 V eller 5 V) och får aldrig lämnas frisvävande.

För överföring av enskilda digitala signaler i industriella processer används normalt spänningsnivån 24 V likspänning. Man använder sig också av lite högre effektnivåer och ström (normalt storleksordningen 10 mA) vilket gör signaleringen okänsligare för störande fält. Detta krävs eftersom dessa signalledningar ofta förläggs i samma kanaler eller på samma kabelstegar som kraftmatningskablar ute i anläggningen och därmed utsätts för magnetfält. Även andra signalspänningsnivåer kan vara aktuella i de apparater och anläggningar som styrs av microcontrollers. I t ex fordon används som standard 12 V elsystem.

För att skapa samarbete mellan den styrande microcontrollern och den styrda utrustningen krävs alltså en signalanpassning av ingångssignalerna från en högre spänningsnivå till microcontrollerns lägre. Samtidigt bör också anpassningen ge ett skydd så att störningar inte fortplantas från den grövre elektriska miljön i omgivningen och in till microcontrollerkretsen.

2.1 Spänningsdelarkoppling.

Ett sätt att åstadkomma spänningsanpassning från högre till lägre spänningsnivå är att använda spänningsdelning enligt *Fig 1* nedan. Om resistansen $R1 + R2$ är av storleksordning några $k\Omega$ kommer strömnivån hos ingångssignalen från processen att bli ca 10 mA vilket ger den önskade störningsökänsligheten i yttre kopplingen. Rätt fördelning av resistans mellan $R1$ och $R2$ ger rätt inspänning till kretsen och kretsens ingångsresistans är så hög att man kan bortse från dess inverkan på den anpassade spänningen. Om anpassningen gäller från 24V till 5V och ingångsresistans från process till anpassningskrets väljs till $R1 + R2 = 3,0 k\Omega$ gäller då att

$$\frac{R2}{R1 + R2} \cdot 24V = 5V$$

vilket ger $R1 = 2,4 k\Omega$ och $R2 = 0,63 k\Omega$

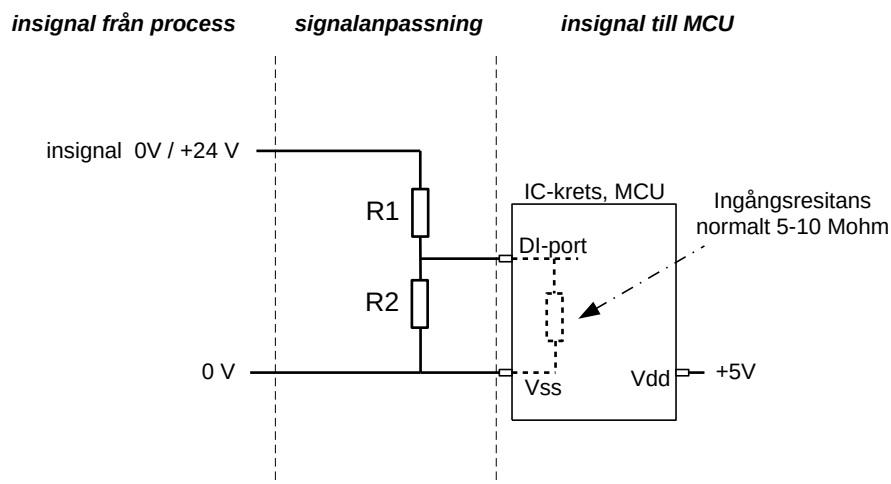


Fig 1: Spänningsanpassning genom spänningsdelning.

Denna anpassning med spänningsdelare har dock den nackdelen att MCU och processignaler är galvaniskt kopplade till varandra och därmed kan störningar från den grövre signaleringen i processen lätt nå fram till den störkänsliga MCU-kretsen. Vi tittar vidare på en bättre lösning.

2.2 Spänningsanpassning med optokopplare.

En optokopplare är en krets som via en lysdiod och en optotransistor åstadkommer en optisk och därmed galvaniskt skild koppling för en digital signal. Ljuset från lysdioden emitterar laddningsbärare i optotransistorn. Exempel på optokopplare är VO615A-9 som förpackad i en kapsel med fyra ben enligt följande *Fig 2*.

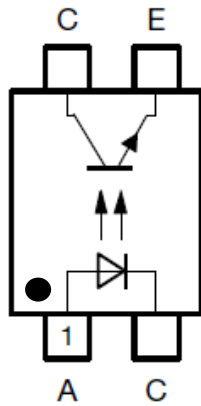


Fig 2: Optokopplarkretsen VO615

Lysdiodens anod och katod är kopplade till ben 1 och 2, fototransistorns kollektor till ben 4 och emitter till ben 3. För att orientera kretsen rätt vid inkoppling finns en punktmarkering vid ben 1. Några data för kretsen är:

I_{Fmax} (Max framriktningsström för diod)	60 mA
U_F (Spänningsfall framriktning diod)	1,1 V (vid $I_F=1$ mA)
I_{Cmax} (Max kollektorström för transistoren)	50 mA
CTR (Current Transfer Ratio)	min 90% (vid $I_F=1$ mA, $U_{CE}=0,4V$)

Strömförstärkningsfaktorn, CTR, är minst 90% ($I_F=1$ mA $U_{CE}=0,4V$) vilket innebär att optokopplarens transistor tillåter $I_C=0,9 \cdot I_F$, i bottenat tillstånd.

I Fig 3 studerar vi en insignalanpassning uppbyggd kring en optokopplare.

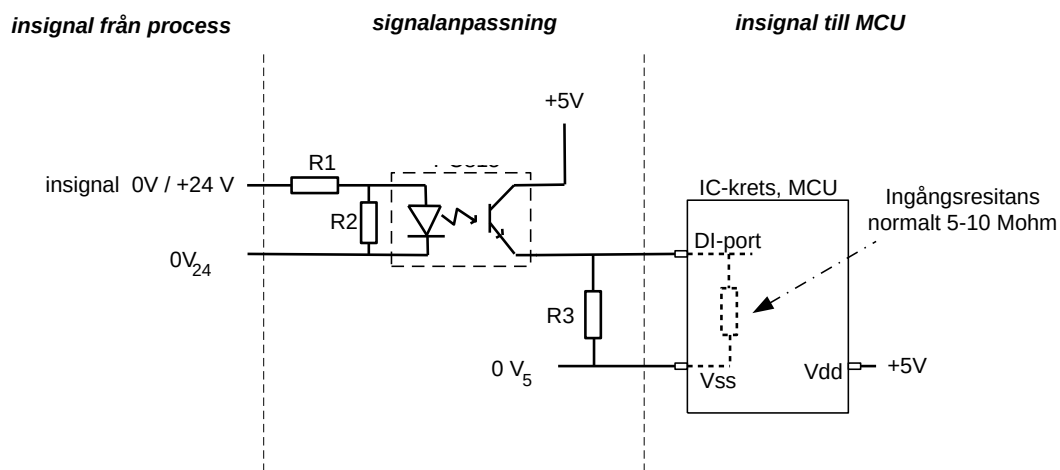


Fig 3: Spänningsanpassning via optokopplare.

Eftersom MCU-kretsens ingång är mycket höghöhmig kan ett litet läckage på någon μA via kollektor-emitter hos optokopplaren förorsaka hög nivå på ingången om inte resistor $R3$ finns kopplad mot nollan. Denna resistor är en så kallad pull-down-resistor. Dimensioneringen hos denna resistor beror då på dels storlek på läckage

genom kollektor-emitter vid strypt optokopplare och dels lågnivån hos MCU-kretsen, vilket kan hämtas från respektive datablad. Om man antar att läckaget är $10\ \mu\text{A}$ och maximal spänning för logisk nolla hos MCU-kretsens ingång är $\leq 0,2\ \text{V}$ så resulterar det i att:

$$R3 \leq \frac{0,2\text{V}}{10 * 10^{-6}\ \text{A}} = 20\text{k}\Omega$$

För större störsäkerhet minskas pull-down-resistansen till en nivå som ger acceptabel effektförbrukning. Välj t ex $R3$ så att strömmen genom den blir ca 1mA vid spänningen 5V . Detta val ger också tillräckligt stor CTR i optokopplaren.

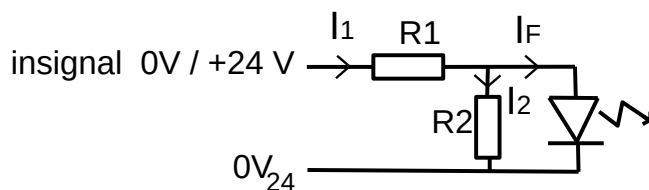


Fig 4: Ingångssida optokopplare enligt schema Fig 3.

Utgående från fig 4 ovan kan konstateras att då $R3$ är bestämd kan I_F bestämmas via optokopplarens CTR-faktor. Resistansen $R2$ finns för att läcka bort störningar som kan komma på ingången då den ligger låg. Via $R2$ dräneras all ström upp till att spänningen över $R2$ uppnår U_F för lysdioden. Då först börjar ström passera lysdioden. För att få acceptabel störningsökänslighet välj $I_2 = I_F$ då spänningen över $R2$ är U_F .

Optokopplade ingångar till styrsystem är mycket vanliga. T ex är alla digitala ingångar till PLC-system anpassade via optokopplare. Det beror på att de också effektivt filtrerar bort transienter (höga spänningstoppar) som kan induceras till den grövre elektriska miljön men måste förhindras att nå den känsliga IC-kretsen. Dessa transienter kan också fortplantas via nollan. Därför separeras nollan för matningen till MCU-kretsen från nollan hos processignaleringen och därmed blir även nollorna galvaniskt skiljda från varandra. Ett lämpligt sätt att klargöra detta i schema är att indexera de olika nollorna som i Fig 3 ovan med $0V_5$ resp $0V_{24}$.

3. Anpassningar av digitala utgångar.

Typiska utgångsnivåer hos en digital utgång från en MCU-krets är $+5\text{V}$, max ca $5\text{-}10\ \text{mA}$ och därmed några tiotal mW i effektuttag. En sådan utgång kan ibland användas för att tända en indikerande lysdiod vilket rent intuitivt kan kännas möjligt men då den också skall kunna användas för att styra driften av en stor trefas motor inser man att det inte verkar rimligt att koppla denna motor direkt till kretsen utan någon form av anpassning mellan kretsens utgång och motorn måste finnas. För utgångarna gäller också att man vill galvaniskt isolera dessa från den råare processignalmiljön. Galvanisk isolering behövs ju också för att inte sabotera skiljningen av nollorna på

digitala ingångssidan (enligt avsnitt 1) då normalt ingångar och utgångar utgår från samma krets och därmed samma spänningsmatning.

För att skapa samarbete mellan den styrande microcontrollern och den styrda utrustningen krävs alltså signalanpassning av utgångssignalerna från den låga spännings- och effektnivå hos microcontrollern till processens krav på nivåer. Samtidigt bör också anpassningen ge ett skydd så att störningar inte fortplantas från den grövre elektriska miljön i omgivningen och in till microcontrollerkretsen.

3.1 Drivning av lysdiod.

Enklast möjliga last på en microcontrollers utgång är en last som kräver spänning på samma nivå som kretsen och ström som kretsen klarar leverera. Exempel på en sådan last är en lysdiod som kan användas för indikering enligt koppling *Fig 5* nedan.

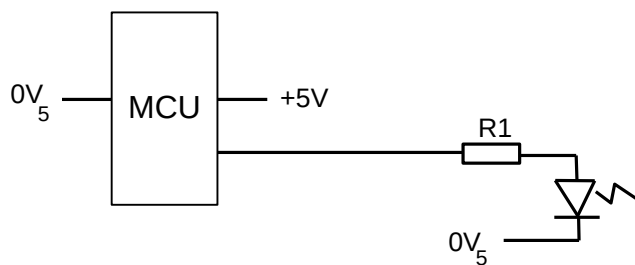


Fig 5: Lysdiod kopplad till utgång MCU.

Spänningfallet i diodens framriktning, U_F , varierar beroende på lysdioden färg. För röd gäller ca 1,6 V, för gul och grön ca 2,0 V och för blå ca 2,5 V. Vilken ström lysdioden kräver för att lysa acceptabelt framgår av datablad men ligger ofta kring 5-10 mA. Strömbegränsningsresistorn, R1 i figuren, beräknas sedan utifrån U_F och strömbehov.

3.2 Spänningsanpassning med optokopplare.

Att en MCU-utgång skall kopplas till en ingång på ett PLC kan verka något långsökt. En ”intelligent industriell givare” kan dock mycket väl vara bestyckad med en microcontroller som skall leverera en digital signal till ett PLC. En PLC-ingång arbetar normalt med den industriella signalspänningsnivå 24V=. I hjärtat av PLC finns en MCU-krets som arbetar på 5V-nivå. PLC-ingången har alltså en anpassning 24V till 5V och en ingångsresistans på 24V-sidan på några k Ω vilket höjer effektnivå och gör ingången störningsokänslig i industriellt bruk. *Fig 5* visar interna kopplingen av en digital ingång i ett PLC där det framgår att det är en spänningsanpassning via optokopplare uppbyggd på samma sätt som tidigare beskriven i *Fig 3*. TB1 är ingångsterminalen. LED är indikering för ingången. Energiförbrukningen hos den relativt lågohmiga ingången läggs alltså i ventilerade PLC-kapslingen men utanför MCU-kretsen.

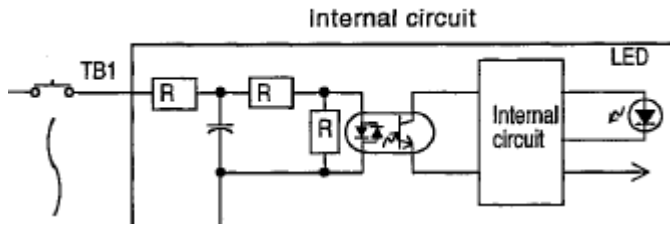


Fig 6: Intern koppling av PLC-ingång. ("Klipp" ur manual för Mitsubishi-PLC)

Spänningsanpassning från MCU-kretsens 5 V utgång till PLC-ingång, 24 V, görs enligt Fig 7 nedan. Spänningsväxlingen görs i en optokopplare, de båda nollorna hålls åtskilda och någon pull-down behövs inte eftersom detta är ordnat internt i PLC:et. Enligt databladet för ingångsmodulerna till PLC systemen krävs det ca 4mA in på ingången för att säkert tolka signalen som en "1:a".

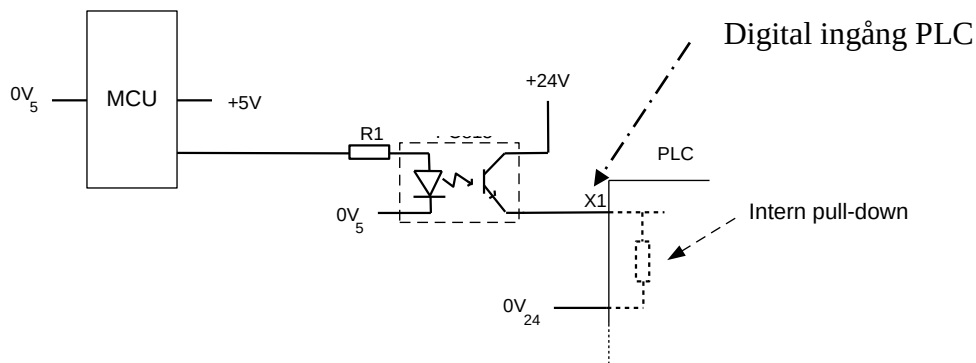


Fig 7: Spänningsanpassning mellan MCU och PLC.

3.3 Spännings- och effektanpassning med transistor / relä / kontaktor.

Då MCU-utgången skall styra en större last krävs utöver spänningsanpassning och galvanisk isolering också effektförstärkning. I Fig 8 nedan styrs en mindre 24V likströmsmotor via optokopplare och transistor. Gäller det en enfas växelströmsmotor kan man ta till ett relä enligt Fig 9 eller en triac. Dioden som ligger parallellt med motor respektive reläspole är en så kallad släckdiod eller frihjulsdiod som har till uppgift att dränera bort den spänningspuls som skapas då strömmen genom en induktiv last (motorlindning resp reläspole) bryts.

Resistor R4 (bas-emitter-resistor) gör strypningen av transistorn snabbare vilket ger mindre förluster vid PWM-styrning (nästa avsnitt) vilket ger längre livslängd. R4 minskar också läckströmmar genom transistorn. Välj R4 så att strömmen genom R4 blir ungefär lika med önskad basström till transistorn.

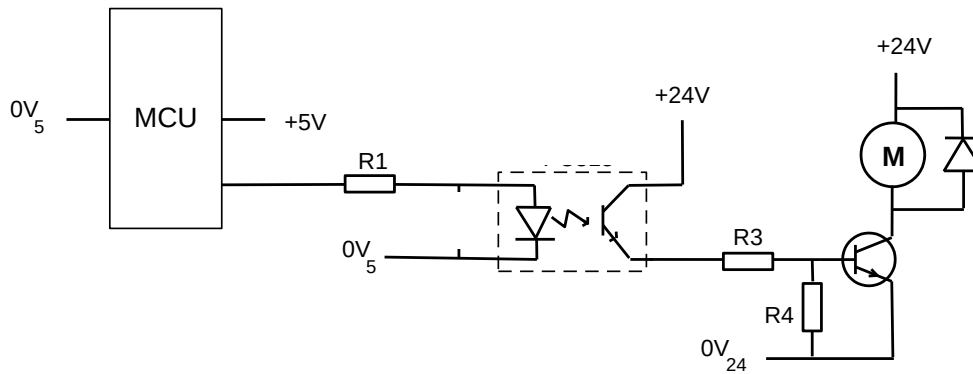


Fig 8: Signalanpassning för styrning till/från av likströmsmotor.

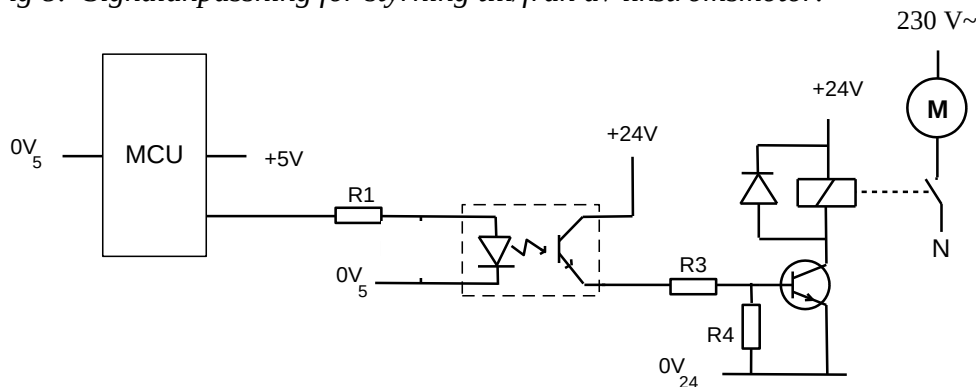


Fig 9: Signalanpassning för styrning till/från av enfas växelströmsmotor.

3.4 Anpassning av PWM-utgång.

Pulsbreddsmodulering (PWM) är det normala sättet att t ex styra spänningen och därmed varvtalet hos en likströmsmotor. Pulsbreddsmodulering innebär att matningsspänningen slås till och från där förhållandet mellan tid till och tid från avgör vilken medelspänning motorn matas med. PWM-signalen är cyklisk och ofta ligger frekvensen vid motorstyrning över 20000 Hz för att komma utanför det för människa hörbara området eftersom resonansljud kan uppstå i motorn. Pulsfaktorn (duty cycle) för en PWM-signal är hur många procent av en till/från-cykel som signalen är till. PWM-signalen är cyklisk med en viss frekvens. Fördelen med detta sätt att varvtalet styra är att man får hög verkningsgrad, små förluster.

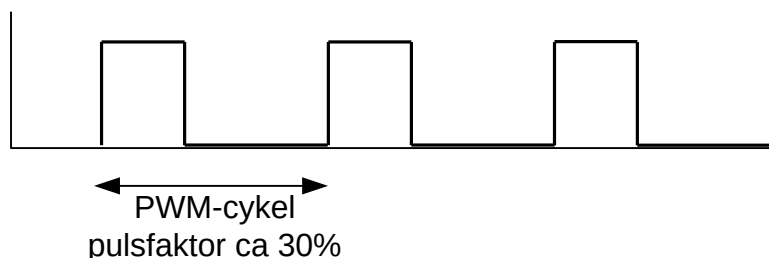


Fig 10: Pulsbreddsmodulering (PWM).

Anpassning av en PWM-utgång från MCU-kretsen för drivning av en likströmsmotor med högre märkspänning (t ex 24 V) görs med switchande transistor som i Fig 8.

Resistor R4 är nu viktig eftersom den har till uppgift att vid frånslag snabbt dränera bas-emitterkapacitansen och därmed snabbt strypa transistoren. Detta är viktigt vid högre frekvenser. Relästyrning i kombination med PWM-styrning är uteslutet då reläet inte är snabbt nog och dessutom snabbt skulle slitas ut.

3.5 Drivning av sju-segmentsdisplay.

En sju-segmentsdisplay består av 7 st avlånga lysdioder som tillsammans bildar en åtta. Genom att tända lämpliga dioder kan siffror och bokstäver presenteras på displayen. Ytterligare en lysdiod finns att använda som decimalpunkt (DP). Displayerna kan vara av typ gemensam anod (GA) eller gemensam katod (GK). GK innebär att alla diodernas katoder är ihopkopplade till en gemensam punkt och anoderna är separerade med var sitt anslutningsben. Figur 11 visar en sju-segmentsdisplay (GK) med 10 ben där gemensam katod är kopplad ben 3 och 8 och de övriga 8 benen till var sin anod hos de 8 olika lysdiodsegmenten. Bokstavs-beteckningarna A-F, DP och bennummerbeteckningar 1-10 anger vilket segment som är kopplat till vilket ben.

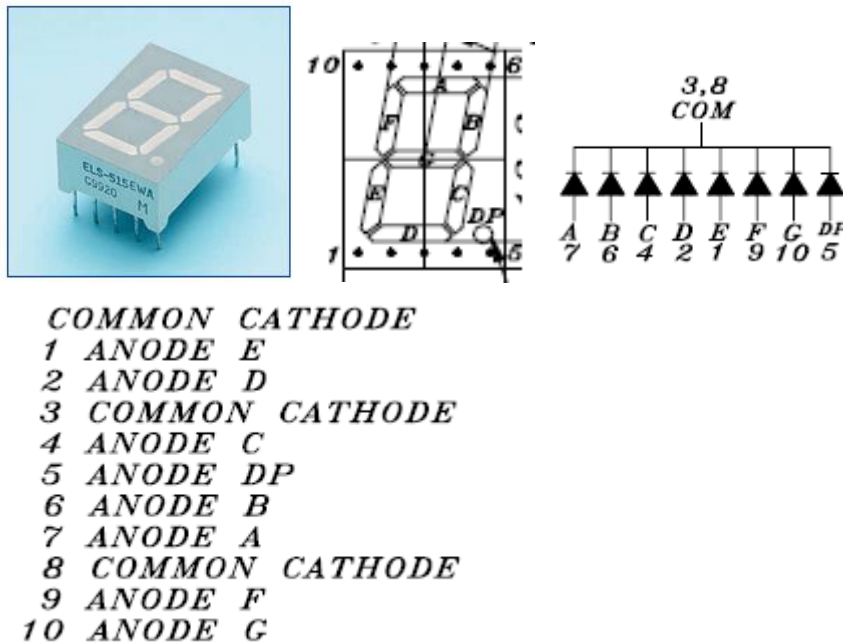


Fig 11: Sju-segmentsdisplay med gemensam katod (GK), typ EL5-511.

Med gemensam katod driver styrenheten ström genom dioderna dvs en logisk etta ut till inkopplad utgång tänds segmentet. Varje diodsegment på displayen kräver en strömbegränsningsresistor för begränsning av strömmen genom dioden precis som beskrivet i avsnitt 3.1 och figur 5. Figur 12 visar strömbegränsningsresistorer i form av en 16-bens DIL-kapsel med 8 st parallella 220Ω-resistorer (DIL = Dual In Line).

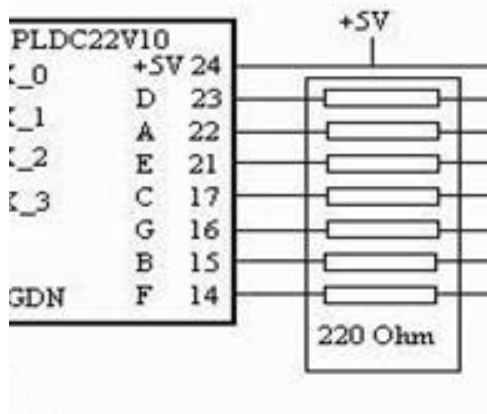


Fig 12: Utgångar från PLD-krets driver sjusegmentsdisplay via DIL-resistor.

Gemensam anod (GA) innebär att alla diodsegmenten istället har gemensam anod och de olika katoderna är kopplade till var sitt ben. Segment tänds då genom att gemensamma anoden spänningssätts och respektive katod sänks genom att styrenhetens inkopplade ben ges logisk nolla. Därmed sänker styrenheten strömmen genom diodsegmentet. Detta kan ofta vara en fördel eftersom en styrkrets (t ex MCU) ibland kan sänka större strömmar än den kan driva.

För att förenkla siffravisning hos en sjusegmentsdisplay kan en styrkrets kallad BCD to 7-segmentsomvandlare användas. Figur 13 visar en sådan krets av typ 74HC4511.

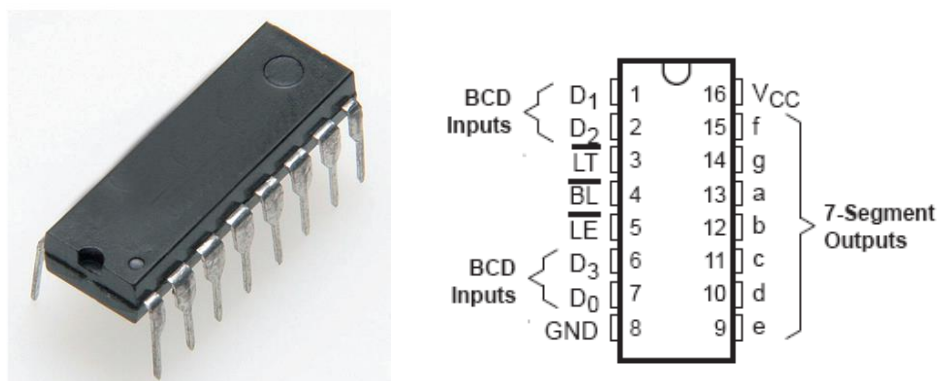


Fig 13: BCD to 7-segmentomvandlare typ 74HC4511.

På BCD Inputs ($D_3 - D_0$) läggs binära kombinationen för talet 0-9 (dvs 0000 – 1001) vilket resulterar i att om ben a-f kopplas (via strömbegränsningsresistorer) till motsvarande ben A-F på sjusegmentsdisplay av typ GK så kommer siffror på displayen att tändas som motsvarar inmatade binära talet. BCD står för Binary Coded Decimal. Av figur framgår att utöver spänningsmatning V_{CC} och GND så finns ytterligare 3 ben, $\overline{LT}$, $\overline{BL}$ och $\overline{LE}$. Om $\overline{LT}$ (Lamp Test) sätts lågt kommer alla segment att lysa och om $\overline{BL}$ (Blank) sätts lågt kommer alla segment att släckas. Vid normal användning måste alltså dessa ben ligga höga. Om $\overline{LE}$ ligger lågt kommer det som visas på displayen (utgångarna a-f) att följa binära ingångskoden $D_3 - D_0$ enligt tidigare. Om $\overline{LE}$ läggs hög kommer det som visas på displayen att låsas fast och alltså inte följa $D_3 - D_0$. Med denna funktion kan fyra ben från styrenhet kopplas till $D_3 - D_0$ på flera omvandlarkretsar och vidkopplade displayer. Genom att styra $\overline{LE}$

benen på de olika omvandlarkretsarna kan sifferinformationen styras till önskad display och låsas fast där.

Ett annat sätt att styra två olika displayer med samma styrben till $D_3 - D_0$ är att växelvis släcka ena displayen med $\overline{BL}$ och lägga ut på den andra och tvärt om. Görs detta med en frekvensen minst ca 25 Hz så upplever inte det mänskliga ögat att displayerna blinkar, bara lyser lite svagare.

4. Test av koppling

Vid uppkoppling av olika kopplingskedjor i en konstruktion är det viktigt att testa varje funktion för sig innan man testkör hela konstruktionen. Exempelvis betraktar vi koppling enligt figur 14 nedan. Där har redan en givarfunktion med anpassning kopplats till en MCU-ingång och en aktuator med anpassning kopplats till MCU-utgång.

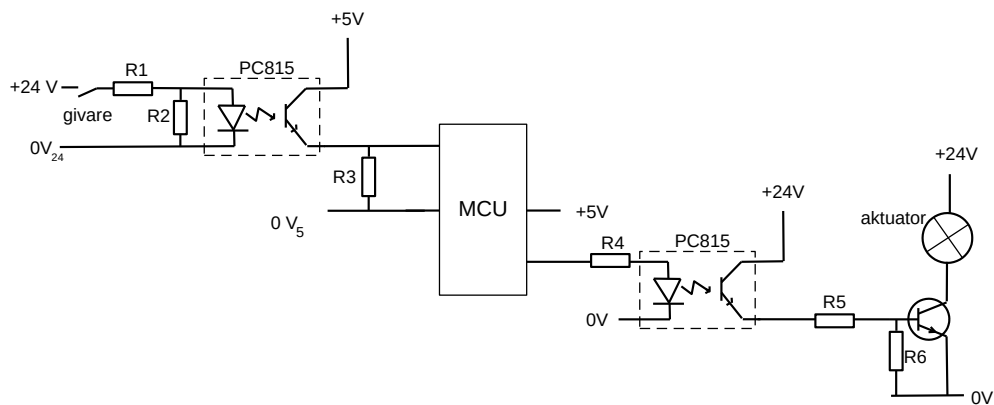


Fig 14: Exempelkoppling .

För att testa hårdvarukopplingarna så tas MCU:n bort från sitt läge enligt figur 15.

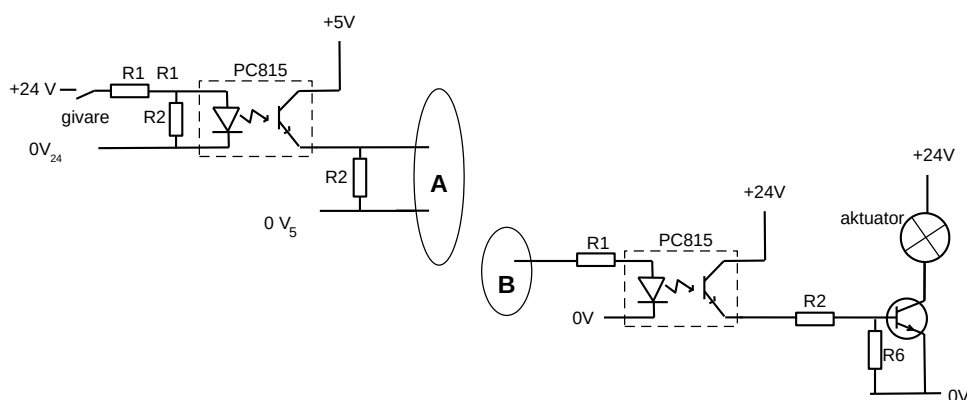


Fig 15: Exempelkoppling preparerad för test.

Med separerade delar kan nu spänningen mätas vid A. Spänningen vid A skall vara 5V vid aktiverad givare och 0V vid avaktiverad givare. Vidare kan B matas med 5V varvid lampan skall lysa. Om 0V på B skall lampan vara släckt. Genom systematisk test av alla delfunktioner kommer sannolikheten för riktig funktion hos helheten att öka drastiskt.

5. Felsökning.

I ett konstruktionsprojekt för en elektriskt styrd anordning med en programmerbar styrenhet står man till sist, efter att ha testat varje enskild del i anläggningen, inför igångkörning av hela systemet och därmed ofta ytterligare felsökning. Eventuella fel kan var både mjukvarufel dvs programmeringsmissar eller hårdvarufel dvs trasiga komponenter eller felaktiga alternativt uteblivna elektriska kopplingar. Då gäller det att ha ett systematiskt sätt att angripa denna felsökning.

Normalt består anordningen av en styrenhet med styrprogram, ett antal in- och utgångar, någon givarenhet i början på varje ingångskopplingen och en aktuator i slutändan på varje utgångskoppling. I figur 16 nedan visas en MCU-enhet med en ingångskoppling och en utgångskoppling. Vi utgår från denna figur 16 för att beskriva en felsökningsmetodik.

Oavsett om man utför felsökningen med multimeter eller oscilloskop så gäller att man ansluter COM till aktuell jord ($0V_5$ alt $0V_{24}$) och sedan mäter potentialen i olika punkter med sladd till +V-uttaget.

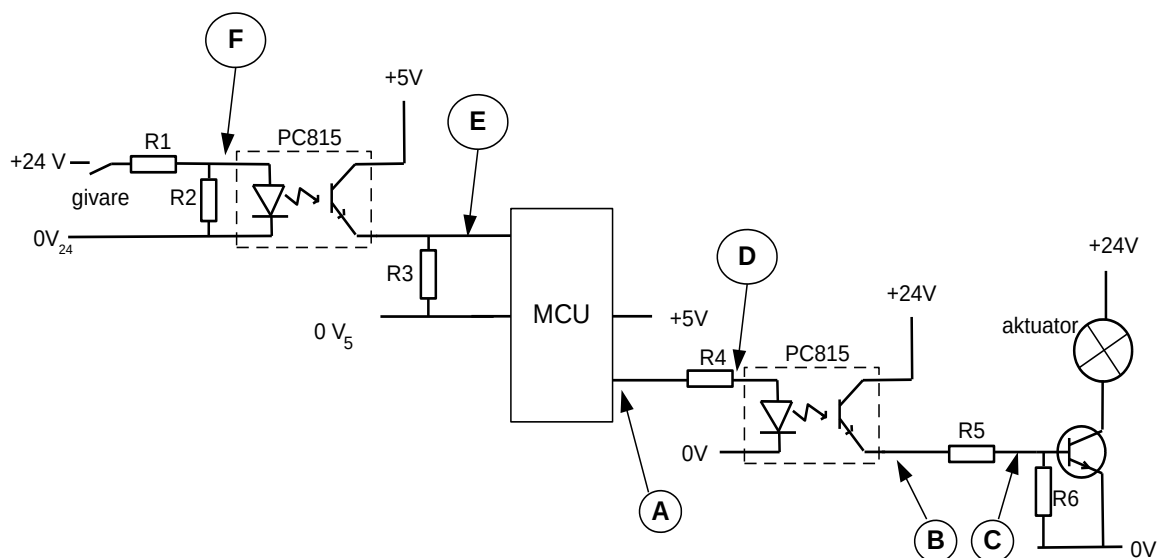


Fig 16: Koppling för beskrivning felsökningsmetodik.

5.1 Utebliven utsignal.

Vanligaste felet som upptäcks är att någon händelse uteblir, någon aktuator aktiveras inte när den förväntas bli aktiverad. Med utgångspunkt från figur 16 innebär det att lampan inte tänds fast det förväntas att den skall vara tänd. Förutsättning för denna felsökningsbeskrivning är också att hög signal från givarsidan skall ge hög signal hos aktuator. En metod är att tillämpa den sk ”halveringsmetoden”. Felet kan ju ligga var som helst från givaren som skall initiera händelsen att aktuatoren (lampan) aktiveras, via kopplingar och strömförsörjningar, programvara till att lampan är trasig. Hur en effektiv felsökning går till framgår av flödesschemat figur 17 nedan.

Som synes av flödesschemat så börjas inte felsökningen vid den icke lysande lampan utan felsökningsstart sker ungefär mitt emellan aktuell givare och aktuell aktuator. Där kan konstateras om felet ligger till höger eller till vänster om denna punkt varefter man fortsätter felsökningen ungefär i mitten av den halva man har konstaterat felfunktion i, osv. Ofta beror ju aktivering av aktuator på flera givarsignaler och då måste var och en givarsignalväg penetreras om felet lokaliseras till vänstersidan.

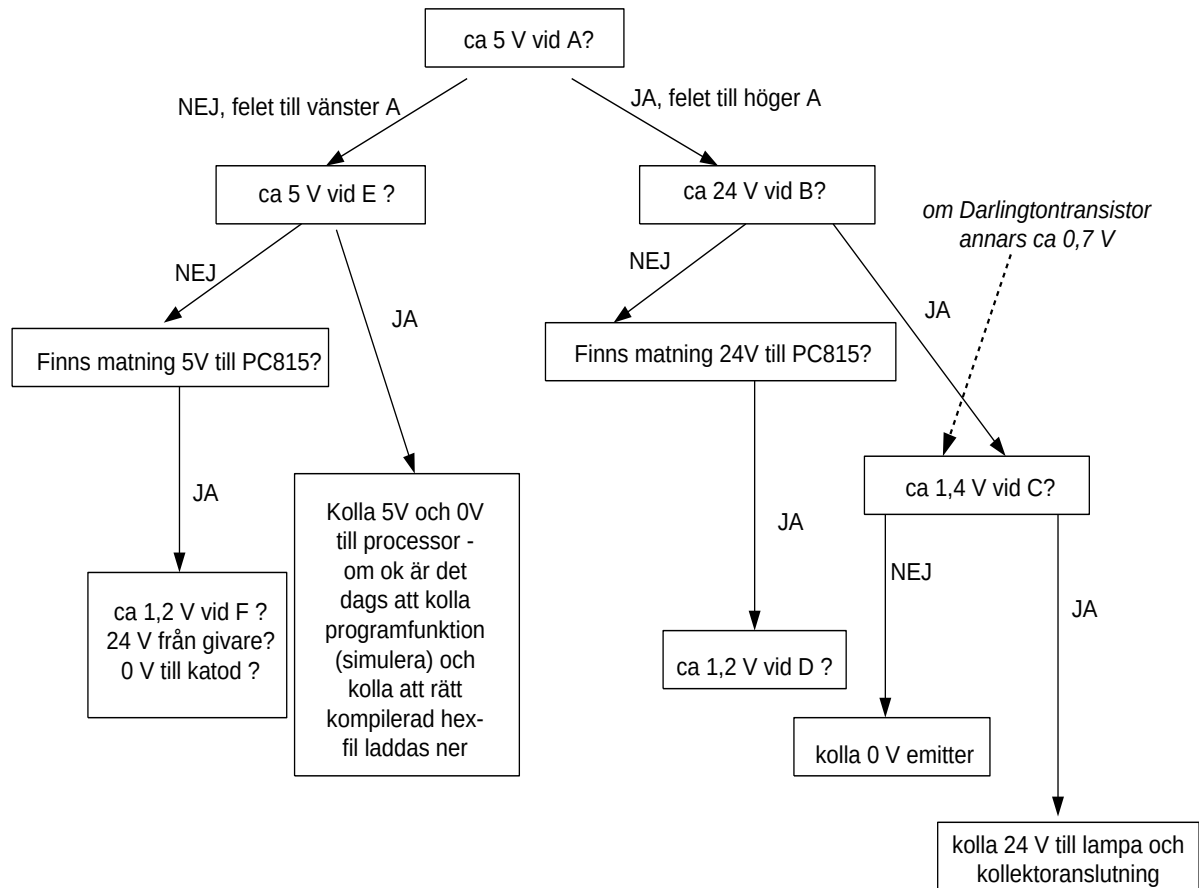


Fig 17: Flödesschema för felsökning utgående från figur 16 och utebliven utsignal.

5.2 Omotiverad utsignal.

Andra fel kan uppstå t ex att aktuatorn aktiveras utan att villkoren för aktivering är uppfyllda. Metodiken är densamma då. Om låg signal vid A och lampan ändå lyser så måste felet letas till höger om A, fortsatt alltså med kontroll om låg signal vid B. Om hög signal vid A innebär felet till vänster dvs är signal låg vid E osv. Felsökningsgången blir nu enligt figur 18.

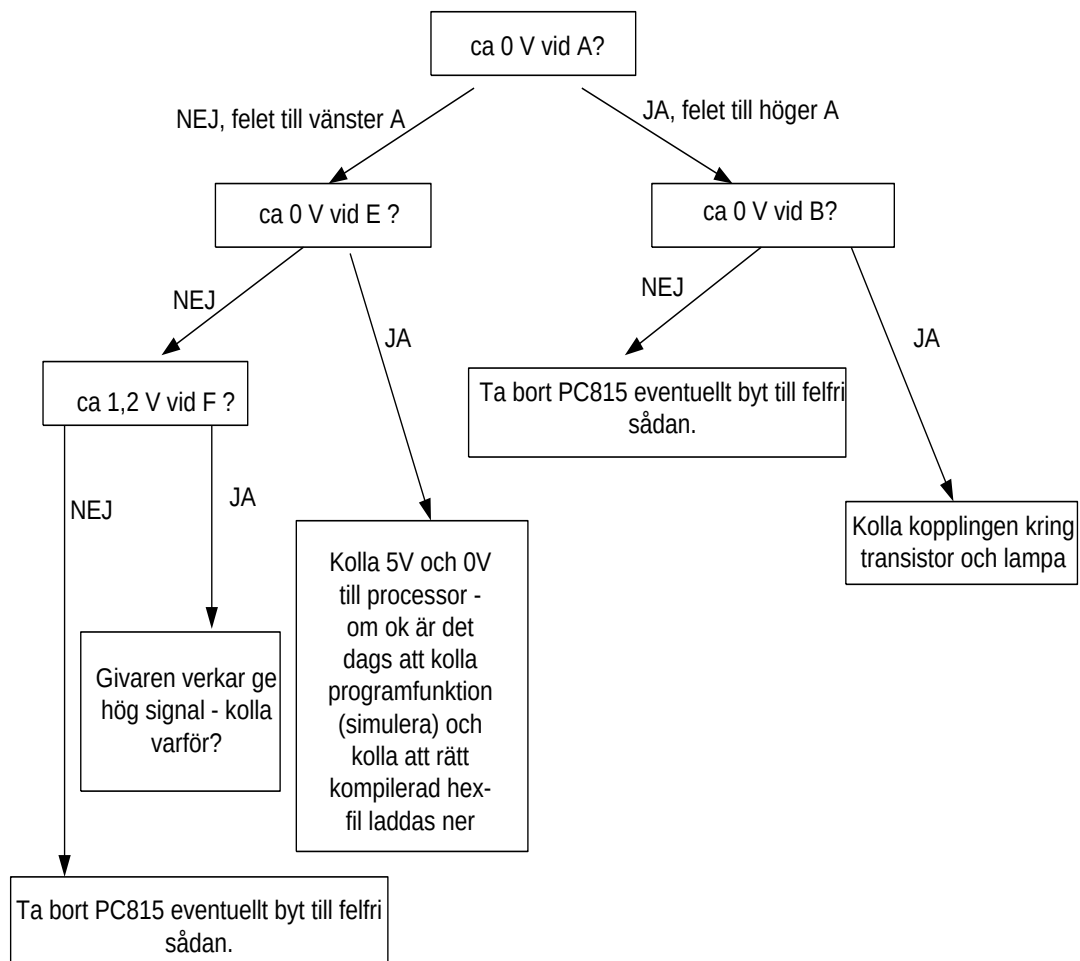


Fig 18: Flödesschema för felsökning utgående från figur 16 och omotiverad utsignal.