

Karl-Erik Rydler

Automatiserat mätsystem för kalibrering av termoomvandlare

Abstract

Automated measuring system for calibration of thermal voltage converters

An automated measuring system for calibration of thermal voltage converters, TVC, has been built up at the Swedish National Testing and Research Institute. The output voltages of the TVCs are measured directly by nanovoltmeters with one nanovolt resolution and the AC-DC transfer difference is determined by computation. Errors in the measuring result due to drift in the output voltages are minimized by curve fitting. Thirteen measurements are made in a sequence AC, DC⁺, AC, DC⁻, AC ... and three third degree polynomials are fitted by the least square method to the measuring values corresponding to AC, DC⁺ and DC⁻ respectively. The shape is the same for all three polynomials. Only the constant terms of the polynomials differ. From the constant terms the AC-DC transfer difference is computed.

An error analysis gives the uncertainty in the measured difference of the AC-DC transfer difference of the instrument under test and the AC-DC transfer difference of the standard. The uncertainty (1σ) is within $\pm 0.8 \cdot 10^{-6}$ for single junction TVC and within $\pm 0.3 \cdot 10^{-6}$ for multi junction TVC.

Key words: AC-DC transfer difference, thermal voltage converter, automated measuring system, error analysis, uncertainty.

SP
SP RAPPOR 1991:37
ISBN 91-7848-290-9
ISSN 0284-5172
Borås 1991

Swedish National Testing and
Research Institute
SP REPORT 1991:37

Postal address:
Box 857, S-501 15 BORÅS,
Sweden
Telephone + 46 33 16 50 00
Telefax + 46 33 13 55 02
Telex 36252 Testing S

Innehållsförteckning

| | | |
|----------|--|----|
| | Abstract | 2 |
| | Innehållsförteckning | 3 |
| | Förord | 4 |
| | Sammanfattning | 5 |
| 1 | Inledning | 7 |
| 1.1 | Bakgrund | 7 |
| 1.2 | Växelspänningsmätning | 7 |
| 1.3 | Kalibrering av AC-DC-differens | 9 |
| 2 | Beskrivning av mätsystem | 12 |
| 2.1 | Mätuppkoppling | 12 |
| 2.2 | Mätmetod | 13 |
| 2.3 | Mätutrustning | 15 |
| 2.4 | Programvara | 19 |
| 2.5 | Handhavandebeskrivning | 21 |
| 3 | Mätosäkerhet | 23 |
| 3.1 | Felanalys | 23 |
| 3.2 | Jämförelsemätning | 31 |
| 3.3 | Internationell jämförelsemätning | 32 |
| 4 | Utvecklingsmöjligheter | 34 |
| 5 | Slutord | 35 |
| 6 | Referenser | 36 |
| | Bilaga A (VAC-VDC)/VDC relaterad till termoomvandlarens utspänning | 37 |
| | Bilaga B Kurvanpassning till olinjär drift | 39 |
| | Bilaga C Felanalys skalfaktorer | 43 |
| | Bilaga D Stående våg, ledningsimpedans och strömförträngningseffekt mellan termoomvandlare och T-koppling | 49 |
| | Bilaga E Tidskonstanternas inverkan vid reläväxling | 56 |
| | Bilaga F Mätprotokoll och diagram över kurvanpassning | 58 |

Förord

Ett varmt tack riktas till Dr R.B.D. Knight, Mr P. Martin och Mr D.J. Legg, NPL för givande diskussioner runt mätprinciper och till Dr M. Klonz, PTB för genomförda jämförelsemätningar.

Teknologerna Anders Eriksson, LiTH och Pär Simonsson, CTH som utfört programmeringsarbetet och byggt delar av systemet tackas för väl utfört arbete.

Ett stort tack riktas också till följande personer vid sektionen för Elektrisk mätteknik som på olika sätt hjälpt till att genomföra projektet:

Lisbeth Pilgård sekreterare
Göran Talbrant avdelningsingenjör
Håkan Nilsson sektionschef

Borås i augusti 1991

Karl-Erik Rydler

Sammanfattning

Ett automatiserat mätsystem för kalibrering av termoomvandlare har byggts upp vid SP. I mätsystemet kan två termoomvandlare, mätobjekt och normal, jämföras med varandra vid en spänningsnivå vid sex olika frekvenser.

Utspänningen från termoomvandlarna mäts direkt av voltmetrar med 1 nV upplösning. Utgående från mätvärdena beräknas AC-DC-differensen med hjälp av dator. Fel i mätresultatet på grund av att utspänningarna driver minimeras med hjälp av kurvanpassning. Tretton mätvärden tas i en sekvens AC, DC⁺, AC, DC⁻, AC... och tre polynom av tredje graden anpassas med hjälp av minsta kvadrat metoden till respektive mätvärden för AC, DC⁺ och DC⁻. Kurvformen är lika för alla tre polynomen. Endast de konstanta termerna skiljer sig. AC-DC-differensen beräknas utgående från de konstanta termerna.

En felanalys har gjorts för att bestämma mätosäkerheten i mätsystemet. För "single junction" termoomvandlare är mätosäkerheten (1σ) inom $\pm 0,8 \cdot 10^{-6}$ och för "multi junction" termoomvandlare är den inom $\pm 0,3 \cdot 10^{-6}$. Egna mätningar och en jämförelsemätning med Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB) i Tyskland bekräftar den gjorda felanalysen.

Jämfört med tidigare manuella mätsystem har noggrannheten förbättrats med en faktor tio samtidigt som tidsåtgången för mätningarna kunnat minskas med en faktor tre.

1 Inledning

1.1 Bakgrund

Industrins krav på mätnoggrannhet vid växelspanningsmätning har under de senaste åren ökat avsevärt. Både nya mätprinciper och förbättrade mätmetoder används i de senaste digitala multimetrarna och kalibratorerna.

De normaler, termoomvandlare, som används vid kalibrering av noggranna växelspanningsmätande multimetrar och växelspanningskalibratorer har på samma sätt förbättrats. Den nya generationens termoomvandlare har en mätosäkerhet som är inom $\pm 10 \cdot 10^{-6}$.

För att kalibrera dessa termoomvandlare måste riksmätplatsen kunna bestämma AC-DC-differens med en relativ osäkerhet som är inom $\pm 5 \cdot 10^{-6}$.

Ett automatiserat mätsystem för kalibrering av termoomvandlare har byggts upp vid SP. I mätsystemet kan två termoomvandlare, mätobjekt och normal, jämföras med varandra vid en spänningsnivå vid sex olika frekvenser. Mätsystemet beräknar skillnaden mellan mätobjektets och normalens AC-DC-differens. Som bäst kan jämförelser göras med en mätosäkerhet (1σ) som är inom $\pm 0,8 \cdot 10^{-6}$. Till detta skall också den använda normalens egna mätosäkerhet adderas.

Mätsystemets höga noggrannhet ger också förbättrade möjligheter att upprätthålla riksmätplatsens växelspanningsenhet.

SPs tre primärnormaler, Guildline 7000, "multi junction" termoomvandlare, kan jämföras med varandra med mycket hög noggrannhet, $\pm 0,3 \cdot 10^{-6}$.

Med det automatiserade mätsystemet kan AC-DC-differensen bestämmas för våra sekundärnormaler, som täcker in hela spänningsområdet 0,5 V - 1000 V, genom stegning från primärnormalerna vid 6 V.

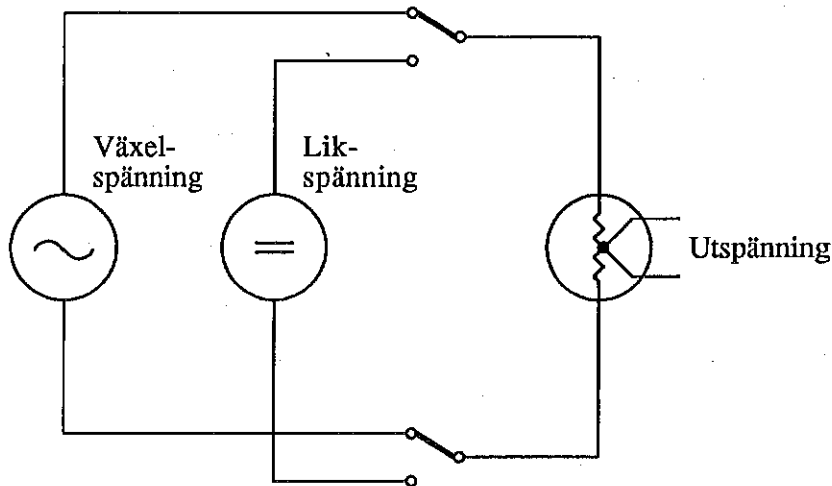
I jämförelse med det manuella mätsystemet ger det automatiserade systemet dels möjlighet att noggrannare mäta skillnaden mellan mätobjektets och normalens AC-DC-differenser, dels möjlighet att noggrannare bestämma normalens AC-DC-differens.

1.2 Växelspanningsmätning

Växelspanning mäts med hjälp av termoomvandlare, vilket innebär att växelspanningens effektivvärde jämförs med en likspänning som är referensspänning. Likspänningen kan mätas noggrant med instrument spårbara till vår primärnormal för likspänning, en spänningsreferens som baseras på Josephson-effekten.

En växelspanningsmätning görs genom att först ansluta växelspanningen till en termoomvandlare och mäta dess utspänning (figur 1.1). Utspänningen är proportionell mot den utvecklade effekten i termoomvandlarens resistans. Därefter ansluts en likspänning som justeras tills samma utspänning erhålls. Effektutvecklingen i termoomvandlarens resistans är nu densamma som tidigare. Enligt definition är då växelspanningens effektivvärde lika med likspänningens värde.

Då termoomvandlaren har en lång tidskonstant utförs mätningar i praktiken genom att likspänningen V_{DC} ställs in till ett värde som är ungefär lika med växelspänningen V_{AC} som skall mätas. Den relativa skillnaden mellan de två spänningarna bestäms genom att utspänningen från termoomvandlaren bestäms då växelspänning respektive likspänning ansluts till termoomvandlarens ingång.



Figur 1.1 Växelspänningsmätning med termoomvandlare.

Om skillnaden mellan växelspänning och likspänning är liten gäller (se bilaga A) att

$$\frac{V_{AC} - V_{DC}}{V_{DC}} = \frac{E_{AC} - E_{DC}}{nE_{DC}} \quad (1-1)$$

där E_{AC} respektive E_{DC} är den uppmätta utspänningen när växelspänning respektive likspänning är ansluten till termoomvandlaren. Faktorn n relaterar en liten ändring i inspänningen till motsvarande ändring i utspänningen.

Ovanstående samband gäller för en ideal termoomvandlare.

En verklig termoomvandlare har ett polaritetsfel som innebär att utspänningen ändras om likspänningens polaritet växlas. Detta fel elimineras om E_{DC} beräknas som medelvärdet av de uppmätta utspänningarna när likspänning med positiv polaritet respektive negativ polaritet ansluts (se dock avsnitt 3.1.7).

Ytterligare fel orsakas bl a på grund av Thomson effekten vid likspänning. Vid högre frekvenser överensstämmer inte inimpedansen med likspänningsresistansen pga induktans, strökapacitans och strömförträngningseffekt. Vid spänningsmätning måste därför en korrektion göras. Korrektionsfaktorn kallas AC-DC-differens och är en funktion av frekvensen.

AC-DC-differensen ∂ för en termoomvandlare definieras som

$$\partial = \frac{V_{AC} - V_{DC}}{V_{DC}} \quad \text{då } E_{AC} = E_{DC} \quad (1-2)$$

Generellt för växelspänningsmätning med termoomvandlare gäller alltså

$$\frac{V_{AC} - V_{DC}}{V_{DC}} = \frac{E_{AC} - E_{DC}}{nE_{DC}} + \partial \quad (1-3)$$

Termoomvandlarens utspänning är en n:te grads funktion av inspänningen.

$$E = kV^n \quad (1-4)$$

men både k och n är beroende av inspänningen V. Då termoomvandlare används för att jämföra ungefär lika stora spänningar kan man i ett litet intervall runt inspänningen sätta n och k konstanta. Värdet av n ligger i intervallet 1,6 - 2,0.

Ur detta följer, om man differentierar och linjäriserar, att en liten ändring i inspänningen ger följande ändring i utspänningen.

$$\Delta E = nE \frac{\Delta V}{V} \quad (1-5)$$

eller

$$nE = \frac{\Delta E}{\Delta V/V} = K \quad (1-6)$$

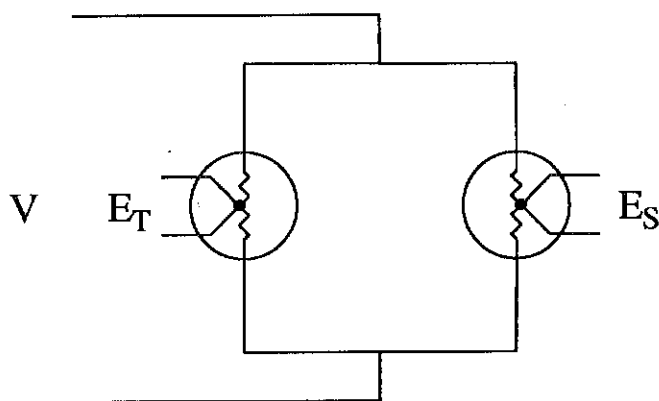
För ett litet intervall av inspänningen kan alltså nE bestämmas genom att mäta utspänningens ändring ΔE då en känd ändring av inspänningen $\Delta V/V$ görs. Fortsättningsvis kallas nE för skalfaktor och betecknas K.

Alltså

$$\frac{V_{AC} - V_{DC}}{V_{DC}} = \frac{E_{AC} - E_{DC}}{K_{DC}} + \partial \quad (1-7)$$

1.3 Kalibrering av AC-DC-differens

AC-DC-differensen hos en termoomvandlare (mätobjekt) kan bestämmas genom att den jämförs med en termoomvandlare (normal) med känd AC-DC-differens (figur 1.2).



Figur 1.2 Uppkoppling vid jämförelse mellan termoomvandlare.

Mätobjektet och normalens ingångar parallellkopplas och därefter ansluts i tur och ordning växelspanning och likspänning med positiv och negativ polaritet. Utspänningarna från termoomvandlarna mäts vid de olika inspänningarna.

Man får då

$$\frac{V_{AC} - V_{DC}}{V_{DC}} = \frac{E_{ACT} - E_{DCT}}{K_{DCT}} + \partial_T \quad (1-8)$$

och

$$\frac{V_{AC} - V_{DC}}{V_{DC}} = \frac{E_{ACS} - E_{DCS}}{K_{DCS}} + \partial_S \quad (1-9)$$

där index T avser mätobjektet ("Test object") och index S normalen ("Standard").

Men $\frac{V_{AC} - V_{DC}}{V_{DC}}$ är samma för både mätobjekt och normal.

Detta ger

$$\frac{E_{ACT} - E_{DCT}}{K_{DCT}} + \partial_T = \frac{E_{ACS} - E_{DCS}}{K_{DCS}} + \partial_S \quad (1-10)$$

AC-DC-differensen för mätobjektet kan alltså bestämmas som

$$\partial_T = \frac{E_{ACS} - E_{DCS}}{K_{DCS}} - \frac{E_{ACT} - E_{DCT}}{K_{DCT}} + \partial_S \quad (1-11)$$

$$\text{Med } E_{DC} = \frac{E_{DC+} + E_{DC-}}{2} \quad (1-12)$$

där E_{DC+} är utspänningen vid positiv polaritet på likspänning och E_{DC-} motsvarande vid negativ polaritet, kan AC-DC-differensen för mätobjektet också skrivas som

$$\partial_T = \frac{E_{ACS}}{K_{DCS}} - \frac{E_{ACT}}{K_{DCT}} - \frac{1}{2} \left\{ \frac{E_{DC+S}}{K_{DCS}} - \frac{E_{DC+T}}{K_{DCT}} + \frac{E_{DC-S}}{K_{DCS}} - \frac{E_{DC-T}}{K_{DCT}} \right\} + \partial_S \quad (1-13)$$

Utspänningarna från termoomvandlarna kan mätas på två principiellt olika sätt. Dels kan differensen mellan de två utspänningarna mätas, dels kan utspänningarna mätas var för sig.

I litteraturen finns flera olika system beskrivna för att mäta differensen [1], [3], [5], [8], [9] och för att mäta utspänningarna var för sig [2], [4], [6].

För att kunna mäta differens med högsta noggrannhet delas den större av utspänningarna E_S eller E_T ner tills de blir ungefär lika.

En av fördelarna med att mäta differens är att denna spänning är stabilare än de enskilda utspänningarna. Små variationer i inspänningen påverkar båda termoomvandlarnas utspänningar lika. Detta förutsatt att de har lika tidskonstanter. En annan fördel är att differensen kan mätas med en hög upplösning.

Nackdelen är att man måste dela ned en av utspänningarna. Detta minskar känsligheten eftersom $K = nE$. Om $n_S = n_T$ är också $K_S = K_T$. Då måste inspänningen justeras så att utspänningen från mätobjektet alltid visar samma värde innan differensen mäts. Detta medför ännu en nackdel eftersom mätprocessen blir långsammare och ytterligare en voltmeter måste användas.

I SPs automatiserade mätsystem har vi valt principen att mäta de två termoomvandlarnas utspänningar direkt. Fördelen med att mäta direkt är att termoomvandlarnas känslighet inte minskas och att det blir lätt att mäta på termoomvandlare med olika utspänning.

En nackdel är att upplösningen i spänningsmätningen blir sämre. Detta kan dock lösas genom att i serie med termoomvandlarnas utspänningar lägga en stabil motspänning av samma storleksordning och därefter endast mäta skillnadsspänningar.

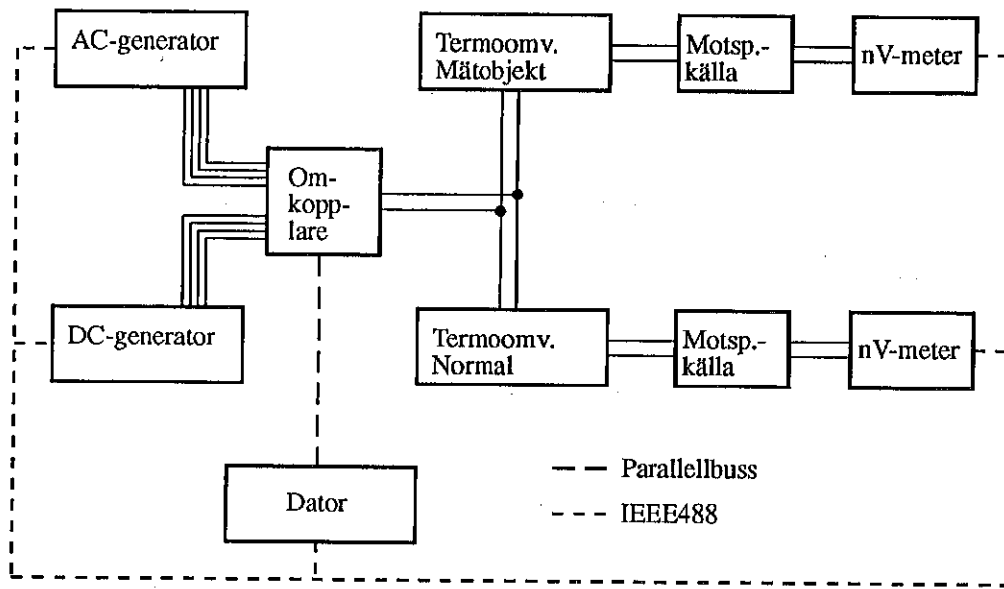
Skillnadsspänningarna kommer att variera om inspänningen är instabil. Genom att mäta båda skillnadsspänningarna vid samma tidpunkt och bilda medelvärde av flera mätningar kan denna felkälla minimeras.

Ytterligare en fördel med mätsystemet är att det är lätt att anpassa för kalibrering av termoomvandlare avsedda för strömmätning.

2 Beskrivning av mätsystem

2.1 Mätuppkoppling

De båda termoomvandlarnas, mätobjektets och normalens ingångar parallellkopplas med en T-koppling. Växelspänning och likspänning ansluts till termoomvandlarna med hjälp av en reläomkopplare (figur 2.1).



Figur 2.1 Automatiserat mätsystem för kalibrering av termoomvandlare.

Varje termoomvandlares utspänning ansluts till en motspänningskälla som kan justeras till samma spänning som respektive termoomvandlare. Differensen mellan utspänning och motspänning kan sedan mätas upp med digitala nanovoltmetrar vilkas upplösning är 1 nV.

För att minimera inverkan av oönskade termoemker används kontakter av hög kvalitet och med stor massa. De få förbindelser som finns har gjorts med klämning eller med lödning (low thermal emf solder).

Mellan termoomvandlare och motspänning placeras ett filter (ej visat i figur) för att hindra störningar att komma in "bakvägen" och värma upp termokorset.

Växelspännings- och likspänningskällan och de två nanovoltmetrarna styrs av en dator via IEEE488. Omkopplaren styrs via datorns parallellbuss.

Om termoomvandlarna skall jämföras vid spänningar som är större än 120 V kopplas en högspänningsförstärkare in mellan omkopplaren och termoomvandlarna.

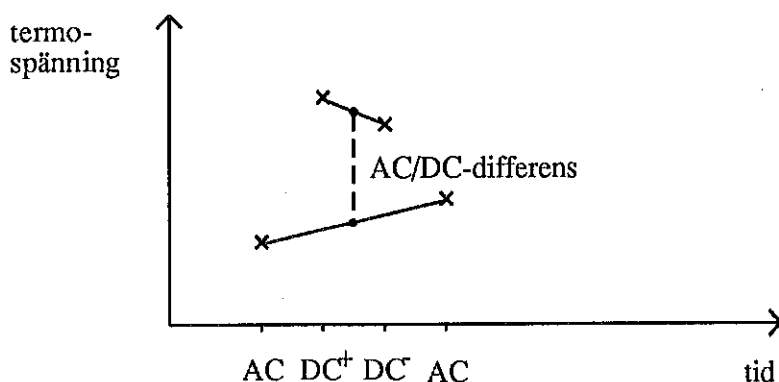
Mätsystemet kan generera följande spänningar och frekvenser

0,2 V - 12 V, 10 Hz - 1 MHz
12 V - 1000 V, 10 Hz - 100 kHz

Mätsystemet är jordat i en punkt dit instrumentens skyddsjord, skärmar och signaljord anslutits. Inspänningen till termoomvandlarna är jordad nära T-kopplingen. Stor omsorg har lagts ner på att kontrollera att jordslingor som påverkar mät noggrannheten ej förekommer.

2.2 Mätmetod

Ett av de stora problemen vid mätning av AC-DC-differens är att utspänningen från termoomvandlaren driver. Orsaken till driften är bl a att omgivningstemperaturen är instabil. Genom att välja en lämplig mätmetodik kan driftens inverkan på mätresultatet minimeras.



Figur 2.2 Mätmetodik för eliminering av linjär drift.

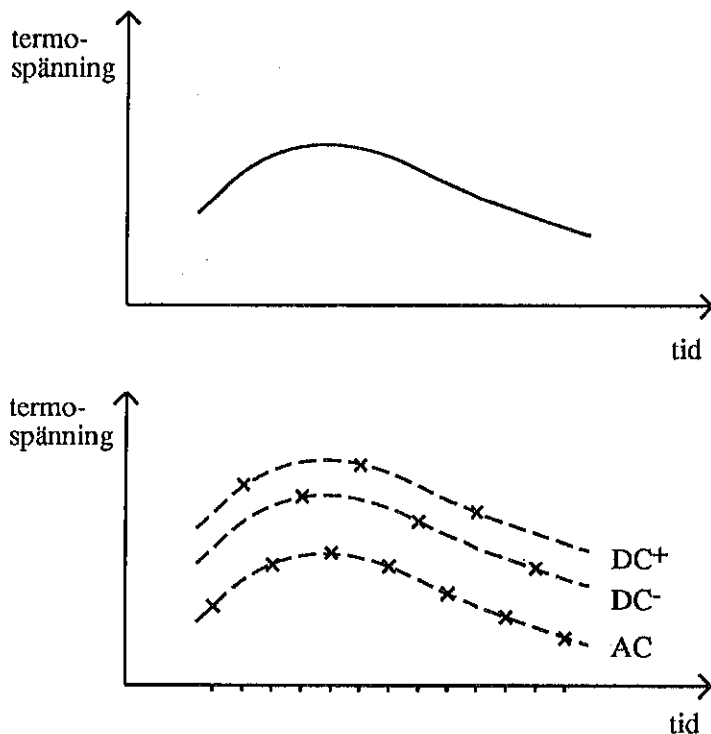
Vid manuella mätningar har dessa genomförts i en sekvens där inspänningen växlas enligt följande: Växelspänning (AC)*, likspänning, positiv polaritet (DC⁺), likspänning, negativ polaritet (DC⁻) och växelspänning (AC). Ur medelvärdet av utspänningarna vid växelspänning och medelvärdet av utspänningarna vid likspänning kan sedan AC-DC-differensen bestämmas. Om tidsintervallet mellan mätvärdena i sekvensen är lika får man en kompensering för linjär drift i utspänningen. Driftens inverkan på AC-DC-differensen elimineras eftersom medelvärderna relateras till samma tidpunkt (figur 2.2).

Nu är emellertid driften hos termoomvandlars utspänning ofta olinjär. Martin och Knight [1] har visat att ett tredjegradspolynom av formen $E = A+Bt+Ct^2+Dt^3$ är en bättre modell för utspänningens drift.

I det automatiserade mätsystemet tar vi tretton mätvärden då inspänningen växlas i sekvensen AC, DC⁺, AC, DC⁻, AC, DC⁺, AC, DC⁻, AC, DC⁺, AC, DC⁻, AC [2]. De tretton mätvärdena från normalen respektive mätobjektet divideras med respektive skalfaktor och subtraheras. De nu erhållna tretton skillnadsvärdena

* För enkelhets skull betecknas växelspänningen med AC i stället för V_{AC} som tidigare använts. Detsamma gäller för DC⁺ och DC⁻.

anpassas till tre tredjegradskurvor med hjälp av minstakvadratmetoden, se figur 2.3. Kurvformen antas vara lika för alla tre kurvorna för AC, DC⁺ och DC⁻, B, C och D i tredje grads polynomen är lika. Kurvorna skiljer sig enbart i de konstanta termerna. Dessa kallas A_{AC} , A_{DC^+} och A_{DC^-} . I bilaga B ges en härledning till de formler som används för att beräkna konstanterna A_{AC} , A_{DC^+} och A_{DC^-} och koefficienterna B, C och D.



Figur 2.3 Kurvanpassning till olinjär drift.

Skillnaden i AC-DC-differens, $\partial_T - \partial_S$, kan därefter beräknas som

$$\partial_T - \partial_S = A_{AC} - \frac{A_{DC^+} + A_{DC^-}}{2} \quad (2-1)$$

Då mätvärdena är fler än antalet frihetsgrader kan även en standardavvikelse beräknas som ett mått på godheten i anpassningen till mätvärdena.

Utgående från de tretton mätvärdena från enbart normalen kan man på liknande sätt som ovan beräkna skillnaden mellan växelspänningen och likspänningen enligt

$$\frac{V_{AC} - V_{DC}}{V_{DC}} = A_{AC} - \frac{A_{DC^+} + A_{DC^-}}{2} + \partial_S \quad (2-2)$$

Skalfaktorerna för respektive termoomvandlare bestäms också med kurvanpassning. Varje mätomgång startar med att skalfaktorerna vid den aktuella inspänningen bestäms. Bestämningen görs genom att ändringen i termoomvandlarnas utspänning mäts då en känd ändring av inspänningen görs.

Tretton mätvärden tas då inspänningen, med frekvensen 1 kHz, ändras +0,5 %, -0,5 %, +0,5 %, -0,5 % osv. Mätvärdena för respektive termoomvandlare kurvanpassas och skalfaktorerna K_T och K_S beräknas som

$$K = 100(A_{+0,5\%} - \frac{A_{-0,5\%} + A_{-0,5\%}}{2}) \quad (2-3)$$

En fullständig kalibrering av en termoomvandlare utförs enligt följande. Mätobjektet och normalen värms först upp med växelspänningen tills deras utspänningar har stabiliserats. Motspänningskällorna justeras manuellt till samma spänning som respektive termoomvandlarens utspänning. Därefter mäts och beräknar systemet skalfaktorn för respektive termoomvandlare. Sedan genomlöps, för varje vald frekvens, mätcykeln med tretton mätningar och mätobjektets AC-DC-differens relativt normalen beräknas. Dessutom beräknas skillnaden mellan växelspänningen och likspänningen. Upp till sex olika frekvenser kan väljas.

2.3 Mätutrustning

I det automatiserade mätsystemet ingår till största delen kommersiellt tillgänglig utrustning. Vissa kompletterande delar har konstruerats och byggts vid SP. Nedan redovisas en beskrivning av utrustningen och dess viktigaste egenskaper.

2.3.1 Likspänningskälla

För att generera likspänning används en likspänningskalibrator vars stabilitet är inom $\pm 0,2 \cdot 10^{-6}$ under en mätcykel. Mätosäkerheten i inställd spänning är inom $\pm 5 \cdot 10^{-6}$ och linjäriteten är inom $\pm 0,1 \cdot 10^{-6}$.

2.3.2 Växelspänningskälla

Växelspänningen genereras med hjälp av en växelspänningskalibrator vars distorsion är mindre än 0,02 % i frekvensintervallet 40 Hz - 50 kHz. I det mest ogynnsamma fallet, att all distorsion härrör från en överton, är dess inverkan på växelspänningens effektivvärde ändå försumbar ($< 0,05 \cdot 10^{-6}$). Även likspänningsoffsetens tillskott till växelspänningens effektivvärde är försumbart. Växelspänningen kan i ovan nämnda frekvensintervall betraktas som en ren sinusspänning. Vid högre frekvenser är fortfarande distorsionen försumbar eftersom mätsystemets totala mätosäkerhet då också är större. Mätosäkerheten i inställd spänning är inom $\pm 300 \cdot 10^{-6}$ för frekvenser 40 Hz till 100 kHz och inom $\pm 0,15\%$ för 100 kHz till 1 MHz. Linjäriteten för en ändring $\pm 0,5\%$ runt en inställd spänning med frekvensen 1 kHz är inom $\pm 1 \cdot 10^{-6}$. Växelspänningens stabilitet är beroende av inställd spänning och frekvens. Vid 50-100 % av spänningsområdet och frekvens 100 Hz till 100 kHz är stabiliteten under en mätcykel bättre än $\pm 1 \cdot 10^{-6}$ (mätt med tidskonstant 1,3 s).

2.3.3 Högspänningsförstärkare

För spänningar över 120 V används en högspänningsförstärkare med förstärkningen 100 gånger. Dess frekvensområde är från likspänning till 100 kHz. Stabiliteten är bättre än $\pm 2 \cdot 10^{-6}$ under en mätcykel. Detta gäller för 500-1000 V, 100 Hz-50 kHz. Mätosäkerheten mellan växelspänning och likspänning är inom $\pm 300 \cdot 10^{-6}$ för frekvenserna 40 Hz till 50 kHz och inom $\pm 600 \cdot 10^{-6}$ för 50 kHz till 100 kHz. Linjäriteten för en ändring $\pm 0,5\%$ runt en inställd spänning med

frekvensen 1 kHz är inom $\pm 1 \cdot 10^{-6}$. Dessa uppgifter gäller för högspänningsförstärkaren oberoende av om den används tillsammans med växelspannings- eller likspänningskällan.

2.3.4 Nanovoltmetrar

För att mäta skillnaden mellan termoomvandlare och motspänning används digitala nanovoltmetrar. Det lägsta mätområdet, 2 mV, har upplösningen 1 nV. Linjäriteten har mätts upp och är inom ± 5 nV för hela området. Även nanovoltmetrarnas egenbrus vid olika källimpedans har mätts upp. I en serie mätvärden där varje mätvärde är medelvärde av tio mätningar är standardavvikelsen för mätvärdena ± 3 nV om nanovoltmeterns ingång är kortsluten.

Nanovoltmetrarnas stabilitet under 90 dagar är bättre än $20 \cdot 10^{-6}$. Under den tid det tar för mätsystemet att mäta skalfaktor och AC-DC-differens vid sex frekvenser är ändringen i förstärkningsfelet försumbar. Offsetfelet är mycket stabilt utom just efter ett mätområdesbyte till 2 mV-området då offseten driver 20-40 nV under de första 90 minuterna.

Nanovoltmetrarnas "low" ingång är jordad så "common mode" spänningar förekommer inte. Vid inspänning med låg frekvens överlagras utspänningen från termoomvandlare med ett rippel med dubbla frekvensen (resistanstråden hinner kallna något vid varje nollgenomgång). Om utspänningen från termoomvandlaren varierar för mycket får man problem med nanovoltmetrarnas adaptiva filter. Det avlästa värdet hoppar i steg om 300 nV. Vid låga frekvenser måste man därför låsa filtret med funktionen "damping" eller kalibrera vid 25 Hz och då utnyttja nanovoltmetrarnas "normal mode rejection" vid 50 Hz.

2.3.5 Spänningsdelare för kalibrering av nanovoltmetrar

Nanovoltmetrarnas linjäritet är av väsentlig betydelse och därför har en särskild kalibreringsutrustning tagits fram. En spänningsdelare med delningen 1000:1 har byggts. Spänningsdelarens utimpedans, 10 Ω , är av samma storleksordning som utimpedansen hos en "single junction" termoomvandlare. De använda resistanserna har temperaturkoefficienter som är mindre än $0,5 \cdot 10^{-6}/K$ och en effektutveckling som är försumbar (0,1 mW).

För att minimera termoemker har förbindningar gjorts med klämning och lågtermoemk lödtenn. Utgånganslutningarna är av ren koppar.

Termospänningen på utgången är stabil inom ± 1 nV även efter det att full spänning har varit pålagd. Linjäritetsfelet för spänningsdelare och ansluten likspänningskälla är inom ± 2 nV för spänningsintervallet -2 mV till +2 mV.

2.3.6 Motspänningskällor

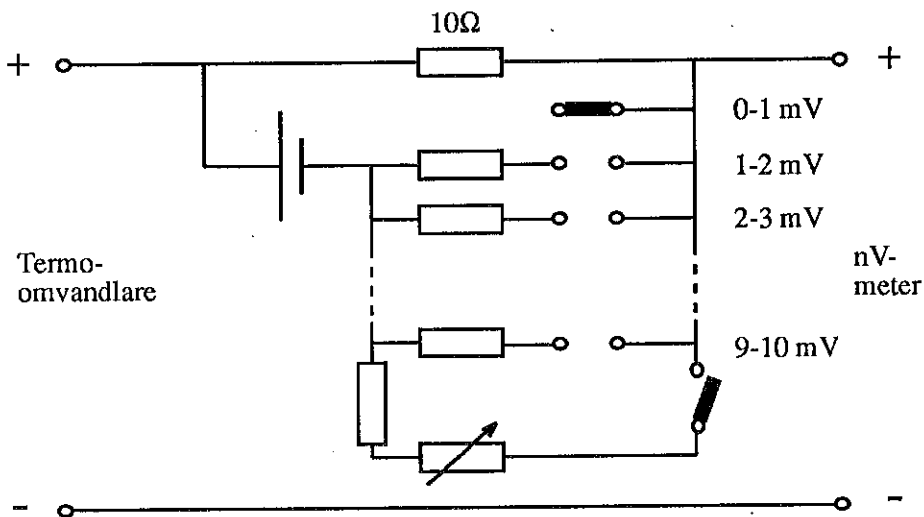
För att kunna utnyttja maximal upplösning på nanovoltmetrarna har fyra motspänningskällor konstruerats och byggts. Två av källorna har utimpedansen 10 Ω och spänningsområde 0-10 mV. Dessa används för "single junction" omvandlare. Då man mäter på "multi junction" termoomvandlare används två källor med spänningsområde 0-100 mV och utimpedansen 100 Ω . Motspänningskällornas uppbyggnad visas i figur 2.4. För att erhålla tillräcklig spänningsstabilitet har

använda resistanser valts så att temperaturkoefficienten är $<3 \cdot 10^{-6}/K$ för hela kretsens resistans. Förbindningar har gjorts med klämning eller med lågtermoemk lödtenn. Som spänningskälla används kvicksilverbatterier med stor kapacitet (14 Ah).

Kvicksilverbatteriernas stabilitet och brus varierar mellan olika individer så en selektering måste göras genom att varje batteri provas vid belastning (≈ 1 mA).

Motspänningskällornas drift och brus har mätts upp. Driften har mätts direkt med nanovoltmeter medan bruset har mätts upp genom att differensen mellan två motspänningskällor mäts upp.

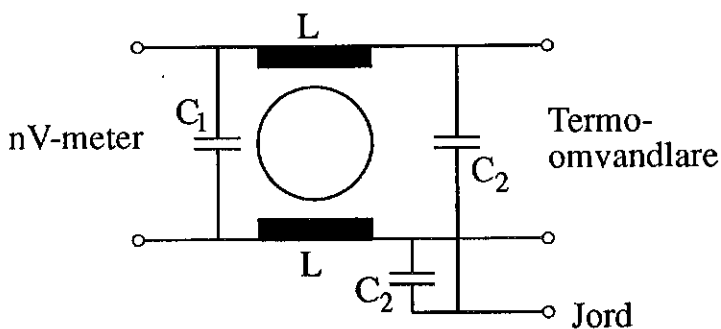
Driften är linjär vilket innebär att dess inverkan blir försumbar tack vare den valda mätmetodiken. Motspänningskällornas brus kan ej detekteras i nanovoltmetrarnas egenbrus. Detta gäller både 10 mV- och 100 mV- motspänningskällorna.



Figur 2.4 Krettschema motspänningskälla.

2.3.7 Filter

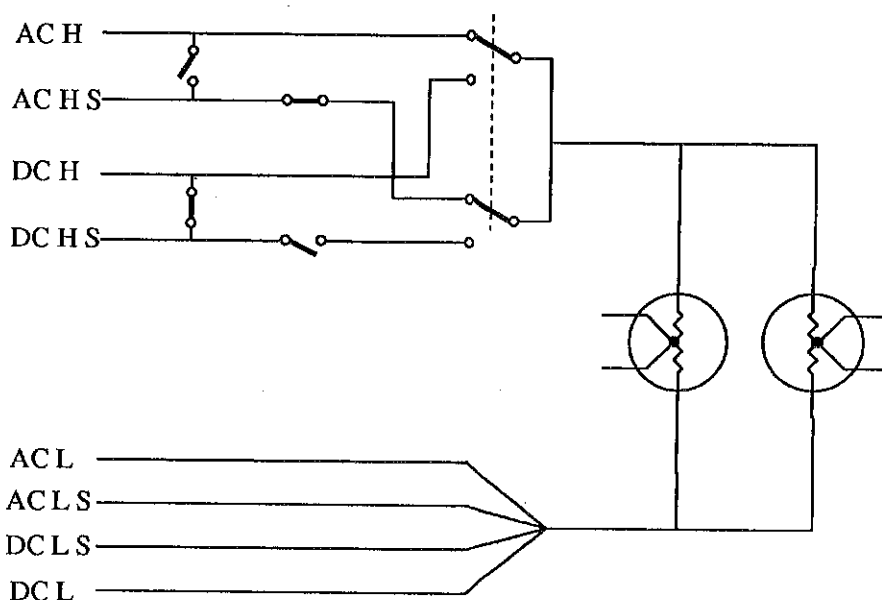
För att inte störningar skall gå in "bakvägen" och värma upp termoomvandlaren ansluts ett filter (figur 2.5) så nära termoomvandlarens utgång som möjligt.



Figur 2.5 Krettschema för filter.

2.3.8 Omkopplare

Omkopplaren som växlar mellan växelspanning och likspänning är fyrterminell för att eliminera inverkan av kontaktresistanser (figur 2.6). Detta är betydelsefullt vid låga inspänningar eftersom termoomvandlarnas inimpedans typiskt är $200 \Omega/V$. Om kontaktresistansen varierar kommer inspänningen genom spänningsdelning att variera. För att få små och repeterbara kontaktresistanser används kvicksilverfuktade tungreläer.



Figur 2.6 Fyrterminell omkopplare av NPL design.

Genom att låta kalibratorernas "sense" mäta spänning på omkopplarens utgång kan spänningsfallet i tilliedningar och reläkontakter kompenseras bort. Förutsättningen för detta är att strömmen i "sense" ledningen är mindre än strömmen till termoomvandlarna. Kalibratorernas "sense" ingång måste med andra ord ha hög inimpedans. För likspänning och växelspanning med frekvens $\leq 100 \text{ kHz}$ är inimpedansen hög men över 100 kHz kan inimpedansen bli så låg att ingen kompensering erhålls.

Termoemkerna i reläerna är $\leq 10 \mu V$.

Omkopplarens växlingstid mellan lik- och växelspanning är mindre än 1 ms .

Omkopplaren styrs via en av datorns parallellportar och drivspänning till reläer och elektronik matas via ett separat spänningsaggregat. Dator och spänningsaggregat är helt galvaniskt skilda från lik- och växelspanningen till termoomvandlarna.

2.3.9 Dator

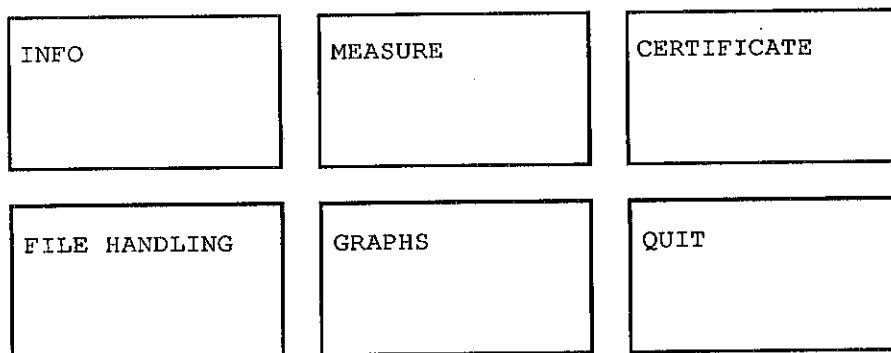
För styrning av det automatiserade mätsystemet och matematiska beräkningar används en dator av IBM PC-typ. Datorn är utrustad med IEEE488 och två parallellportar. Den ena parallellporten används för att styra reläomkopplare och den andra är ansluten till en skrivare.

2.4 Programvara

Programmet är skrivet i turbo pascal, version 4, på ett strukturerat sätt. För att göra det användarvänligt är det uppbyggt med menyer. Förutom automatiska mätningar kan även ett manuellt mätförfarande simuleras. Alla mätvärden skrivs ut med skrivare och sparas i datorns skivminne. Resultatet kan redovisas antingen som ett protokoll eller som en frekvenskurva. Det finns även möjlighet att med grafik studera kurvanpassningen. Nedan följer en beskrivning av programmets viktigaste delar.

2.4.1 Huvudmeny

Då programmet startas initieras skrivare och instrument. Därefter presenteras huvudmenyn (figur 2.7).



Figur 2.7 Huvudmeny.

För att flytta markören mellan de olika alternativen används piltangenter. Alternativen väljs genom att trycka "enter". Valet av ett alternativ i huvudmenyn ger en ny meny. Detta gäller ej alternativet "quit" som i huvudmenyn avslutar programmet och i övriga menyer väljer föregående meny.

2.4.2 Meny information

Om alternativet info väljs får man en meny med tre olika alternativ.

Om dessa väljs får man information om ansvariga för program- och systemutvecklingen, systemets instrumentering, bussadressen och vilka datafiler som finns lagrade på skivminnet.

2.4.3 Meny kalibreringsbevis

Genom att välja "certificate" kan man erhålla utskrift av ett kalibreringsbevis för ett mätobjekt. Mätobjektets AC-DC-differens vid olika spänningar och frekvenser skrivs ut i tabellform.

2.4.4 Meny filhantering

Med denna meny kan datafiler kopieras mellan skivminnet och flexskiva eller vice versa. Datafilerna kan även skrivas ut på skrivare eller tas bort ur minnet.

2.4.5 Meny diagram

Resultatet av en kalibrering kan här presenteras i diagramform där mätobjektets AC-DC-differens relativt normalen ritas upp som funktion av frekvensen.

För att kunna studera kurvanpassningen kan man också rita upp diagram där de tretton mätvärdena och de tre anpassade kurvorna ritas som funktion av tiden. Diagram ritas upp för normalen, mätobjektet och differensen mellan normalen och mätobjektet. Intressant att studera är t ex driftens storlek och linjäritet, residualer och korrelation mellan kurvor för att avgöra spänningsgeneratorernas stabilitet.

| | | | |
|--------------------------|---------------------------|------------------------|----------------------------|
| TEST ID: | STANDARD ID: | TEST DVM: > 181:243 | STANDARD DVM: > 181:074 |
| AC CALIBR.: > 5200/05 | DC CALIBR.: > 4000:069 | MANUEL MEAS. | AUTO MEAS. |
| QUIT | | | |

Figur 2.8 Meny mätning.

2.4.6 Meny mätning

I denna meny väljer man om en automatisk mätning eller en simulering av en manuell mätning skall göras. Innan ett sådant val görs måste ett filnamn för lagring av mätdata anges. Man kan här också välja vilken typ av voltmeter som ska används för att mäta utspänningen från mätobjektet respektive normalen (figur 2.8).

Om manuell mätning väljs kan man göra en mätning av AC-DC-differensen med sekvensen AC, DC⁺, DC⁻, AC.

2.4.6.1 Meny automätning

Då automätning väljs görs först en kontroll av kommunikationen mellan dator och de i systemet ingående instrumenten innan den nya menyn visas (figur 2.9).

I denna meny väljs spänning och vid vilka frekvenser kalibreringen skall utföras. Innan mätningarna startar skall man slå på mätspänning och låta termoomvandlarna stabilisera sig. Tiden för termoomvandlarnas utspänning att stabilisera sig efter en reläväxling matas in. Antalet mätningar vilkas medelvärde utgör ett mätvärde och tiden mellan mätningarna kan väljas. Man kan välja hur många gånger mätcykeln skall genomlöpas. Normalt lagras bara resultaten i datafilen men man kan också välja ett alternativ där alla mätdata lagras.

Alla mätdata skrivs normalt ut av skrivare men det är också möjligt att stänga av utskriften. Med "sense" väljer man om kompensering för kontaktresistansen i omkopplaren skall göras eller inte. När valen är gjorda kan mätningen startas.

| | | | |
|---|---|-------------------------|----------------------|
| SENSE: > REMOTE | WARM UP: > OFF | VOLTAGE: | MEASURE: |
| SETTL. TIME (s): > 20 | NUMB. OF MEAS. : > 10 | TIME INTERV (s): > 1 | MEAS./FREQ. : > 1 |
| >f1= 40 Hz >f2= 1000 Hz >f3= 20000 Hz | >f4= 50000 Hz >f5= 100000 Hz >f6=1000000 Hz | PRINTER: > ON | QUIT |

Figur 2.9 Meny automätning.

2.5 Handhavandebeskrivning

Här ges en mycket kortfattad beskrivning av hur en termoomvandlare kalibreras med det automatiserade mätsystemet.

- Koppla upp mätsystemet och termoomvandlarna, mätobjekt och normal. Jorda i en punkt.
- Starta programmet och välj "measure" i huvudmenyn.
- Välj "Objekt ID" och "Cal Nr" och fyll i namn och nummer på den fil där data ska lagras.
- Välj meny "automeasure".
- Mata in kalibreringsspänningen. Detta måste som en säkerhetskontroll göras två gånger.
- Efter att ha förvissat sig om att termoomvandlarna har rätt spänningsområde, sätter man på spänningen med "Warm up" och låt dem värma upp sig så att utspänningarna stabiliseras.
- Justera motspänningskällorna tills nanovoltmetrarna visar nära noll.
- Välj vilka frekvenser AC-DC-differensen skall bestämmas vid.
- Ange tidsintervallet mellan reläväxling och nanovoltmetrarnas avläsning. Detta väljs med hänsyn till termoomvandlarnas tidskonstant.
- Välj hur många avläsningar som skall göras per mätvärde.

- Ange hur många mätningar av AC-DC-differensen som skall göras vid varje frekvens.
- Välj om alla mätdata skall lagras eller endast resultaten
- När utspänningen från termoomvandlarna stabiliserats kan mätningen startas. Först mäts skalfaktorerna och därefter AC-DC-differens vid de valda frekvenserna. När mätningarna är klara stänger mätsystemet av spänningen .

3 Mätosäkerhet

3.1 Felanalys

För att bestämma det automatiserade mätsystemets noggrannhet görs en genomgång av möjliga felkällor. Osäkerheten i normalens AC-DC-differens inkluderas ej.

Enligt formeln (1-6) beräknas skalfaktorn som

$$K = \frac{\Delta E}{\Delta V} = \frac{E_1 - E_2}{V_1 - V_2} \quad (3-1)$$

Om den relativa ändringen i inspanning är $\pm p$ kan skalfaktorn skrivas som

$$K = \frac{E_1 - E_2}{\frac{V(1+p) - V(1-p)}{V}} = \frac{E_1 - E_2}{2p} \quad (3-2)$$

AC-DC-differensen beräknas enligt (1-11) som

$$\partial_T = \frac{E_{ACS}}{K_{DCS}} - \frac{E_{ACT}}{K_{DCT}} - \left\{ \frac{E_{DCS}}{K_{DCS}} - \frac{E_{DCT}}{K_{DCT}} \right\} + \partial_S \quad (3-3)$$

där S och T anger normal respektive mätobjekt.

3.1.1 Offsetfel i nanovoltmetrarna

Om en nanovoltmeter har ett konstant offsetfel påverkas nanovoltmeterns visade värde. Men eftersom både skalfaktor och AC-DC-differens beräknas som skillnader mellan mätvärde, ekvation (3-1) och (3-3), får man inget felbidrag.

Offseten behöver inte vara lika vid mätningen av skalfaktorn som vid AC-DC-differensmätningen och kan också skilja mellan nanovoltmetrarna utan att man får något felbidrag.

Då skalfaktorer och AC-DC-differens beräknas med hjälp av kurvanpassning kommer heller inte en långsam drift i offseten att ge något felbidrag. Offsetfel i nanovoltmetrarna kan alltså försummas som felkälla.

3.1.2 Förstärkningsfel i nanovoltmetrarna

Om en nanovoltmeter har ett förstärkningsfel Δ_f kommer den uppmätta skalfaktorn att bli $K(1+\Delta_f)$ men även vid mätning av AC-DC-differensen kommer nanovoltmeterns visade värde att påverkas med faktorn $(1+\Delta_f)$.

Då AC-DC-differensen beräknas ur kvoter, ekvation (3-3), får man inget felbidrag om nanovoltmetrarnas förstärkningsfel är stabilt under en mätcykel, både vid mätningen av skalfaktorerna och vid mätningen av AC-DC-differensen. Driften i nanovoltmetrarnas förstärkning är mindre än $20 \cdot 10^{-6}$ under 90 dagar. Ändringen i förstärkningen är försumbar $< 0,01 \cdot 10^{-6}$ under den tid en mätcykel tar, ungefär en timme.

3.1.3 Termoomvandlarnas temperaturberoende

På samma sätt som termoomvandlarnas utspänning ändras då termoelementets varma lödställe värms av strömmen genom resistansen kommer utspänningen att ändras om kalla lödställets temperatur påverkas. En temperaturändring av kalla lödstället kan orsakas av omgivningstemperaturen eller av värme från varma lödstället.

För att minimera inverkan av omgivningstemperaturen tillverkas termoomvandlare med stor omgivande massa och/eller med god värmeisolering. Genom en speciell teknik att tillverka termoelement kan också utspänningens temperaturkoefficient med avseende på omgivningstemperaturen göras liten, $<10^{-4} \text{ K}^{-1}$. Denna teknik används vid tillverkning av "multi junction" termoomvandlare vid Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB), Tyskland, [3]. Ändringen på grund av värme från varma lödstället kan minimeras om termoomvandlaren, innan mätningen startar, värms upp med inspänningen påslagen till dess att utspänningen har stabiliserats.

Om uppvärmningstiden väljs tillräckligt lång och temperaturändringen i omgivningen är långsam kan detta felbidrag försummas då skalfaktorer och AC-DC-differens beräknas med hjälp av kurvanpassning.

3.1.4 Felbidrag på grund av termoomvandlarnas tidskonstanter vid reläväxling

En termoomvandlares utspänning som funktion av tiden kan med god approximation skrivas som

$$E = kV^n(1 - e^{-t/\tau}) = E_0(1 - e^{-t/\tau}) \quad (3-4)$$

där t anger tiden efter att inspänningen anslutits och

$$E = E_0 e^{-t/\tau} \quad (3-5)$$

där t anger tiden efter att inspänningen slagits av och τ är termoomvandlarens tidskonstant.

Utspänningen kommer att påverkas då inspänningen växlas mellan lik- och växelspanning och vice versa.

Om termoomvandlarens utspänning är E_0 före reläväxling kommer under reläets omslagstid (1 ms), då inspänningen är noll, termoomvandlarens utspänning att avta till

$$E = E_0 e^{-0,001/\tau} \quad (3-6)$$

Om τ är 1,3 s blir $E = 0,9992E_0$.

När reläet åter sluter ökar utspänningen som

$$E = 0,9992E_0 + 0,0008E_0(1 - e^{-t/\tau}) \quad (3-7)$$

och efter $11\tau \approx 15$ s är åter $E = E_0$ inom $\pm 0,01 \cdot 10^{-6}$.

Även nanovoltmetrarnas tidskonstant och skillnad i lik- och växelspanningens effektivvärde kommer att förlänga tiden innan $E = E_0$, se bilaga E.

Men då felet avtar exponentiellt kan, om bara tiden mellan reläväxling och nanovoltmetrarnas avläsning väljs tillräckligt lång, inverkan av termoomvandlarnas och nanovoltmetrarnas tidskonstanter försummas som felkälla.

3.1.5 Skalfaktorns osäkerhet

I bilaga C visas att den relativa standardavvikelsen för skalfaktorn, s_K/K , är inom $\pm 250 \cdot 10^{-6}$ vid utspänningen 2 mV och inom $\pm 160 \cdot 10^{-6}$ vid 7 mV och 50 mV.

Utgående från ekvation (3-3) får man genom partiell derivering med avseende på skalfaktorerna och linjärisering att

$$s_T = \frac{E_{ACS} - E_{DCS}}{K_{DCS}} \frac{s_{KDCS}}{K_{DCS}} - \frac{E_{ACT} - E_{DCT}}{K_{DCT}} \frac{s_{KDCT}}{K_{DCT}} \quad (3-8)$$

Tabell 3.1 Osäkerhet i AC-DC-differens på grund av skalfaktorns osäkerhet.

| $\partial_T - \partial_S$ / 10^{-6} | s_T E=2 mV / $\pm 10^{-6}$ | s_T E=7 mV, 50 mV / $\pm 10^{-6}$ |
|--|------------------------------------|---|
| 20 | <0,01 | <0,01 |
| 100 | 0,03 | 0,02 |
| 500 | 0,13 | 0,08 |

Om vi begränsar oss till att utspänningen från mätobjekt och normal är lika kan vi sätta

$$\frac{s_{KDCS}}{K_{DCS}} = \frac{s_{KDCT}}{K_{DCT}} = \frac{s_K}{K} \quad (3-9)$$

eftersom osäkerheten i mätobjektets och normalens skalfaktorer är väl korrelerade. Största felkällorna, växelspanningskalibrators fel och olinjäritet, är gemensamma för båda skalfaktorerna.

Vi får då

$$s_T = (\partial_T - \partial_S) \frac{SK}{K} \quad (3-10)$$

Osäkerheten vid olika utspänningar och skillnader i AC-DC-differens ges i tabell 3.1.

3.1.6 Skillnad mellan växel- och likspänningens effektivvärde

Osäkerheten på grund av approximationen i ekvation (1-1)

$$\frac{V_{AC} - V_{DC}}{V_{DC}} = \frac{E_{AC} - E_{DC}}{nE_{DC}} \quad (3-11)$$

har utretts i bilaga A till

$$\Delta\partial_T = 0,032 \left\{ \frac{V_{AC} - V_{DC}}{V_{DC}} \right\}^2 \quad (3-12)$$

Osäkerheten i AC-DC-differens på grund av skillnad mellan växel- och likspänningens effektivvärde kan enligt tabell 3.2 försummas om n är inom 1,6 - 2,0 för de två termoomvandlarna.

Tabell 3.2 Osäkerhet i AC-DC-differens på grund av skillnad mellan växel- och likspänningens effektivvärde.

| Inställning växel- spänningskalibrator | Maximal ($V_{AC} - V_{DC}$)/ V_{DC} /10 ⁻⁶ | $\Delta\partial_T$ /±10 ⁻⁶ |
|---|---|--|
| 0,2-10V, 40Hz-100kHz | 300 | <0,01 |
| 0,2-10V, 100kHz-1MHz | 1500 | 0,07 |
| 10-1000V, 40Hz-50kHz | 300 | <0,01 |
| 10-1000V, 50kHz-100kHz | 600 | 0,01 |

3.1.7 Polaritetsfel

Utspänningen från termoomvandlare är normalt alltid beroende av likspänningens polaritet. Inglis [7] har visat att om polaritetsfelet är stort ger definitionen av AC-DC-differens enligt (1-2) ett fel av typ B. Han föreslår en ny definition där "medelvärde av de två likspänningar med motsatt polaritet som ger samma utspänning som växelspänningen ger" ersätts av "den likspänning med positiv och negativ polaritet där medelvärde av utspänningarna är lika med den utspänning som växelspänningen ger".

Felet i AC-DC-differens är emellertid mycket litet, $\leq 0,1 \cdot 10^{-6}$ om polaritetsfelet är $\leq 5 \cdot 10^{-4}$. För termoomvandlare med polaritetsfelet $< 5 \cdot 10^{-5}$ är felet i definitionen försumbart $< 0,01 \cdot 10^{-6}$, [1].

3.1.8 Olinjäritet i nanovoltmetrarna

Olinjäriteten Δ_n i nanovoltmetrarna är inom ± 5 nV. Utgående från ekvation (3-3) får vi

$$\Delta\partial_T = \frac{2\Delta_n S}{K_{DCS}} - \frac{2\Delta_n T}{K_{DCT}} \quad (3-13)$$

Om vi åter begränsar oss till att utspänningen är lika och att olinjäriteten i nanovoltmetrarna är oberoende av varandra, kan vi sätta

$$\Delta\partial_T = \frac{\sqrt{(2\Delta_n)^2 + (2\Delta_n)^2}}{K} \leq \frac{2\sqrt{2}\Delta_n}{1,6E} \quad (3-14)$$

Osäkerheten vid olika utspänning ges i tabell 3.3.

Tabell 3.3 Osäkerhet i AC-DC-differens på grund av olinjäritet i nanovoltmetrarna.

| E /mV | $\Delta\partial_T$ / $\pm 10^{-6}$ |
|----------|---------------------------------------|
| 2 | 4,4 |
| 7 | 1,3 |
| 50 | 0,18 |

3.1.9 Stående våg, impedans och strömförträngning i T-koppling

AC-DC-differensen för en termoomvandlare definieras normalt med T-kopplingens centrum som referensplan. Där är V_{AC} och V_{DC} lika för både normal och mätobjekt. Den AC-DC-differens som orsakas av stående våg, impedans och strömförträngningseffekten i T-kopplingen ingår därför i termoomvandlarens AC-DC-differens.

För att få minsta osäkerhet i AC-DC-differensen krävs att impedansen och avståndet mellan referensplanet för termoomvandlarens anslutningskontakt och referensplanet vid T-kopplingens centrum är konstant. Detta uppnås lättast om termoomvandlare och T-koppling har kontakter av samma typ så att avståndet mellan referensplanen blir kort. Kontakterna skall också ha låg kontaktresistans och vara av icke magnetiskt material.

Störst påverkan på AC-DC-differensen fås på låga spänningsområden då termoomvandlarens inimpedans är låg. I bilaga D visas att felet är försumbart ($<0,01 \cdot 10^{-6}$) på 5 V området för frekvenser ≤ 100 kHz.

3.1.10 Brus i nanovoltmetrarna

Bruset i nanovoltmetrarna har mätts upp med kortsluten ingång. Standardavvikelsen s_b har skattats till ± 3 nV och bruset är approximativt normalfördelat. Standardavvikelsen i de beräknade skillnadsvärdena (se avsnitt 2.2) blir $\sqrt{2}s_b$ då det kan antas att bruset i de två nanovoltmetrarna är oberoende. I mätsystemet beräknas AC-DC-differensen enligt ekvation (2-1) som

$$\partial_T = A_{AC} - \frac{A_{DC+} + A_{DC-}}{2} - \partial_S \quad (3-15)$$

Ur bilaga B och med begränsningen att utspänningen från båda termoomvandlarna är lika fås

$$s_T = \frac{0,565\sqrt{2}s_b}{K} \leq \frac{0,565\sqrt{2}s_b}{1,6E} \quad (3-16)$$

I tabell 3.4 ges osäkerheten i AC-DC-differensen för några typiska utspänningar.

Tabell 3.4 Osäkerhet i AC-DC-differens på grund av brus i nanovoltmetrarna.

| E mV | s_T / $\pm 10^{-6}$ |
|---------|--------------------------|
| 2 | 0,75 |
| 7 | 0,22 |
| 50 | 0,03 |

3.1.11 Brus och drift i motspänningskällorna

Bruset och driften i motspänningskällorna har mätts genom att koppla två motspänningskällor i serie och mäta upp differensen med en nanovoltmeter. Efter att motspänningskällorna har stabiliserat sig efter påslag kan inget brus utöver nanovoltmeterens egenbrus detekteras och skillnaden i drift är nästan linjär och mycket liten. Låg drift har också mätts upp för motspänningskällorna en och en. Genom mätmetoden för AC-DC-differens elimineras felbidrag från drift av tredje ordningen eller lägre.

Osäkerheten i AC-DC-differens på grund av brus och drift i motspänningskällorna kan därför försummas.

3.1.12 Instabil inspänning

AC-DC-differensen beräknas ur skillnaden mellan de två termoomvandlarnas utspänningar. Variationer i inspänningen påverkar båda termoomvandlarnas utspänningar. Denna korrelation medför att skillnaden mellan utspänningarna är stabilare än inspänningen.

Termoomvandlarna kan i det här fallet ses som lågpasfilter med en viss tidskonstant. Korrelationsfaktorn beror av inspänningsvariationernas spektrum, skillnader i termoomvandlarnas tidskonstanter och integrationstiden för att mäta utspänningarna.

Mätningar har gjorts med termoomvandlare med lika tidskonstanter ($\tau = 1,3\text{s}$) och 10 s integrationstid för nanovoltmetrarna. Standardavvikelsen för skillnaden mellan utspänningarna är typiskt minst tre gånger mindre än standardavvikelsen för utspänningarna.

Växelspänningskällans stabilitet har mätts upp genom att mäta utspänningen från en termoomvandlare med tidskonstanten $\tau = 1,3\text{s}$. Spänningens stabilitet varierar beroende på inställningen i procent av växelspänningskällans spänningsområde. Den relativa standardavvikelsen, s_i/K , har mätts upp vid olika inställningar, se tabell 3.5. För likspänningskällan gäller att den relativa standardavvikelsen är $\pm 0,2 \cdot 10^{-6}$.

Vid beräkning av osäkerheten sätts, i alla tretton mätpunkterna, den relativa standardavvikelsen för skillnaden i utspänningarna till en tredjedel av den relativa standardavvikelsen för växelspänningen. Osäkerheten i AC-DC-differensen kan då enligt bilaga B beräknas som

$$s_T = 0,565 \frac{s_i}{3K} \quad (3-17)$$

och ges för olika inställningar i tabell 3.5.

Tabell 3.5 Osäkerhet i AC-DC-differensen på grund av instabil inspänning.

| Spänning i % av område | s_i/K / $\pm 10^{-6}$ | s_T / $\pm 10^{-6}$ |
|---------------------------|----------------------------|--------------------------|
| 12-30 | 4 | 0,75 |
| 30-50 | 2 | 0,38 |
| 50-120 | 1 | 0,19 |

3.1.13 Sammanställning av osäkerheten i AC-DC-differens

Då en fullständig sammanställning av mätsystemets osäkerhet i uppmätt AC-DC-differens skulle bli mycket omfattande görs här en med följande begränsningar. Mätobjekt och normal har tidskonstant $\tau \approx 1,3$ s, polaritetsfel $< 5 \cdot 10^{-5}$ och samma utspänning. Skillnaden i AC-DC-differens är mindre än $100 \cdot 10^{-6}$. Inspänningen är 5 V - 10 V eller 50 V - 100 V och frekvensintervallet är 100 Hz - 50 kHz.

Felbidragen anges som typ A ("tillfälliga") eller typ B ("systematiska"). För typ A gäller att de är approximativt normalfördelade och för typ B antas rektangulär fördelning. Felbidragens varianser summeras.

Sammanställningen av mätsystemets osäkerhet i uppmätt AC-DC-differens görs i tabell 3.6. Inverkan av felkällor angivna i 3.1.1-3.1.4, 3.1.6, 3.1.7, 3.1.9 och 3.1.11 är försumbar.

Tabell 3.6 Felbudget för AC-DC-differensmätsystem.

| | relativ osäkerhet (1σ -värde) $\pm 10^{-6}$ vid utspänning | | |
|--|---|------|------|
| | 2mV | 7mV | 50mV |
| Osäkerhet typ B | | | |
| 3.1.4 Skalfaktorernas osäkerhet, s_T | 0,03 | 0,02 | 0,02 |
| 3.1.6 Olinjäritet i nanovoltmetrarna $s_T = \Delta\partial_T/\sqrt{3}$ | 2,5 | 0,75 | 0,11 |
| Osäkerhet typ B, $\sqrt{\sum s^2}$ | 2,5 | 0,75 | 0,12 |
| Osäkerhet Typ A | | | |
| 3.1.9 Brus i nanovoltmetrarna, s_T | 0,75 | 0,22 | 0,03 |
| 3.1.11 Instabil inspänning, s_T | 0,19 | 0,19 | 0,19 |
| Osäkerhet typ A, $\sqrt{\sum s^2}$ | 0,8 | 0,29 | 0,20 |
| Total Osäkerhet, $\sqrt{\sum s^2}$ | 2,7 | 0,8 | 0,3 |

3.2 Jämförelsemätning

För att få en uppfattning om storleken av typ B fel har en s k "alla mot alla" mätning gjorts. Tre termoomvandlare (T_1 , T_2 , T_3) har jämförts med varandra i tre mätningar. Varje termoomvandlare är normal i en mätning och mätobjekt i en mätning enligt följande schema i tabell 3.7.

Om det ej finns några typ B fel skall summan av de tre uppmätta skillnaderna i AC-DC-differens bli noll. Typ A felen påverkar naturligtvis summan men medelvärdet av flera mätningar skall bli noll om inga typ B fel finns.

Tabell 3.7 Schema för "alla mot alla" mätning.

| Mätning | Normal | Mätobjekt | Uppmätt skillnad i AC-DC-differens |
|----------|--------|-----------|---------------------------------------|
| 1 | T_1 | T_2 | $\partial_2 - \partial_1$ |
| 2 | T_2 | T_3 | $\partial_3 - \partial_2$ |
| 3 | T_3 | T_1 | $\partial_1 - \partial_3$ |
| Σ | | | 0 |

Tre "multi junction" termoomvandlare har jämförts med varandra. Resultatet vid olika frekvenser anges i tabell 3.8.

Tabell 3.8 "Alla mot alla" mätning med tre "multi junction" termoomvandlare.

| Normal | Mätobjekt | Skillnad i AC-DC-differens, $\partial_T - \partial_S$, / 10^{-6} vid frekvens | | | | | | |
|-----------|-----------|---|-------|-------|-------|-------|--------|--------|
| | | 40Hz | 500Hz | 1kHz | 10kHz | 20kHz | 50kHz | 100kHz |
| 560 | 523 | +0,36 | -0,59 | -0,17 | +2,01 | +5,74 | +16,63 | +28,26 |
| 523 | 559 | -0,40 | +0,02 | -0,04 | -2,59 | -6,40 | -16,49 | -28,00 |
| 559 | 560 | +0,25 | +0,02 | -0,19 | -0,03 | +0,12 | -0,25 | -0,72 |
| Summa | | +0,21 | -0,55 | -0,40 | -0,61 | -0,54 | -0,11 | -0,46 |
| 1/3 summa | | +0,07 | -0,18 | -0,13 | -0,20 | -0,18 | -0,04 | -0,15 |

Summan av skillnaderna i AC-DC-differens är skild från noll vid alla frekvenser. Om vi antar att typ B felen vid en frekvens är lika vid varje mätning, är felet i en

mätning en tredjedel av summan. För att minska inverkan av typ A fel i 1/3 summan har medelvärdet av fyra "alla mot alla" mätningar bildats, se tabell 3.9. Vid alla frekvenser är typ B felen inom $\pm 0,18 \cdot 10^{-6}$.

Tabell 3.9 Fel av typ B, medelvärde av fyra "alla mot alla" mätningar.

| | Fel av typ B, / 10^{-6} vid frekvens | | | | | | |
|--|---|------------|------------|------------|------------|------------|------------|
| | 40Hz | 500Hz | 1kHz | 10kHz | 20kHz | 50kHz | 100kHz |
| 1/3 summa (medelvärde av fyra mätningar) | +0,02 | -0,15 | -0,12 | -0,18 | -0,09 | -0,05 | -0,05 |
| Standardavvikelse för medelvärdet | $\pm 0,09$ | $\pm 0,03$ | $\pm 0,02$ | $\pm 0,05$ | $\pm 0,06$ | $\pm 0,05$ | $\pm 0,09$ |

I sammanställningen 3.1.13 har osäkerheten (1σ) orsakad av typ B fel skattats till $\pm 0,12 \cdot 10^{-6}$ i frekvensintervallet 100 Hz - 50 kHz. De uppmätta felen är för två frekvenser större än den skattade osäkerhetsgränsen (1σ) vilket antyder att det kan finns ytterligare felkällor som inte är försumbara. Alla de uppmätta felen ligger dock inom ett konfidensintervall med 95% konfidensnivå (2σ).

3.3 Internationell jämförelsemätning

En jämförelsemätning har gjorts med Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB) i Tyskland för att lägga fast den svenska växelspänningseenheten relativt den internationella [14]. Denna jämförelsemätning kan också utnyttjas för en utvärdering av SPs automatiserade mätsystem. Genom att jämföra den av SP respektive PTB uppmätta skillnaden i AC-DC-differens mellan två termoomvandlare, tabell 3.9 och 3.10.

SPs tre "multi junction" termoomvandlare, nr 523, 559 och 560, har mätts upp med PTBs normal i frekvensintervallet 10 Hz-1 MHz. Utgående från dessa mätvärden har skillnaden i AC-DC-differens mellan 560 (Normal) och 523 (Mätobjekt), 523 och 559 respektive 559 och 560 beräknats.

Vid SP har de tre termoomvandlarna jämförts med varandra i de sex möjliga kombinationerna 560 och 523, 523 och 559, 559 och 560, 523 och 560, 523 respektive 560 och 559. Därefter har en metod som beskrivs i [13] använts för att beräkna den "bästa" skillnaden i AC-DC-differens mellan 560 (Normal) och 523 (Mätobjekt), 523 och 559 respektive 559 och 560.

Differensen mellan den av PTB uppmätta och beräknade skillnaden i AC-DC-differens och den av SP uppmätta skillnaden i AC-DC-differens är inom $\pm 0,3 \cdot 10^{-6}$ i frekvensintervallet 500 Hz-100 kHz. För PTBs mätsystem har osäkerheten (1σ) angetts till $\pm 0,1 \cdot 10^{-6}$ i frekvensintervallet 10 Hz - 100 kHz [3]. Resultatet av jämförelsen överensstämmer väl med den för SPs mätsystem gjorda skattningen av osäkerhetsgränsen (1σ) $\pm 0,3 \cdot 10^{-6}$ i frekvensintervallet 100 Hz - 50 kHz.

Tabell 3.9 Skillnad i AC-DC-differens bestämd av SP och PTB, 40Hz - 50kHz.

| Norm/Obj | | Skillnad i AC-DC-differens, $\partial_T - \partial_S$, /10 ⁻⁶ vid frekvens | | | | | |
|----------|---------|---|-------|------|-------|-------|-------|
| | | 40Hz | 500Hz | 1kHz | 10kHz | 20kHz | 50kHz |
| SP | 560/523 | +0,2 | -0,4 | -0,1 | +2,3 | +6,0 | +16,7 |
| PTB | 560/523 | -0,1 | -0,6 | -0,1 | +2,2 | +5,9 | +16,4 |
| SP-PTB | 560/523 | +0,3 | +0,2 | 0,0 | +0,1 | +0,1 | +0,3 |
| SP | 523/559 | -0,4 | +0,3 | +0,1 | -2,4 | -6,2 | -16,5 |
| PTB | 523/559 | +0,1 | +0,2 | 0,0 | -2,6 | -6,2 | -16,4 |
| SP-PTB | 523/559 | -0,5 | +0,1 | +0,1 | +0,2 | 0,0 | -0,1 |
| SP | 559/560 | +0,3 | +0,1 | 0,0 | +0,1 | +0,3 | -0,1 |
| PTB | 559/560 | +0,1 | +0,4 | +0,2 | +0,3 | +0,3 | 0,0 |
| SP-PTB | 559/560 | +0,2 | -0,3 | -0,2 | -0,2 | 0,0 | -0,1 |

Tabell 3.10 Skillnad i AC-DC-differens bestämd av SP och PTB, 70kHz - 1MHz.

| Norm/Obj | | Skillnad i AC-DC-differens, $\partial_T - \partial_S$, /10 ⁻⁶ vid frekvens | | | | | |
|----------|---------|---|--------|--------|--------|--------|--------|
| | | 70kHz | 100kHz | 200kHz | 500kHz | 700kHz | 1MHz |
| SP | 560/523 | +21,8 | +28,6 | +44,7 | +73,3 | +86,3 | +100,9 |
| PTB | 560/523 | +21,8 | +28,7 | +45,3 | +74,5 | +87,4 | +104,0 |
| SP-PTB | 560/523 | 0,0 | -0,1 | -0,6 | -1,2 | -1,1 | -3,1 |
| SP | 523/559 | -21,5 | -28,0 | -44,7 | -73,7 | -86,6 | -101,5 |
| PTB | 523/559 | -21,8 | -28,2 | -44,8 | -73,6 | -86,1 | -101,2 |
| SP-PTB | 523/559 | +0,3 | +0,2 | +0,1 | -0,1 | -0,5 | -0,3 |
| SP | 559/560 | -0,3 | -0,6 | 0,0 | +0,5 | +0,3 | +0,6 |
| PTB | 559/560 | 0,0 | -0,5 | -0,4 | -0,9 | -1,3 | -2,8 |
| SP-PTB | 559/560 | -0,3 | -0,1 | +0,4 | +1,4 | +1,6 | +3,4 |

4 Utvecklingsmöjligheter

Det automatiserade mätsystemets mätnoggrannhet kan ytterligare förbättras för låga och höga frekvenser. För frekvenser över 100 kHz ökar skillnaden mellan växelspanningens effektivvärde och likspänningen på grund av växelspanningskällans fel och stående våg i anslutningskabeln. Om varje mätcykel inleds med en reglerloop där växelspanningen mäts med normalen och justeras tills relativa skillnaden mot likspänning är mindre än $\pm 50 \cdot 10^{-6}$, kan osäkerheten minskas. Denna åtgärd minskar osäkerheten i både skalfaktorerna och den uppmätta skillnaden i AC-DC-differens.

Vid frekvenser lägre än 100 Hz får utspänningen ett rippel med dubbla frekvensen. Amplituden på ripplet är ungefär omvänt proportionellt mot frekvensen så ju lägre frekvenser desto större spridning i nanovoltmetrarnas mätvärden. För att åtgärda detta kan ett bandspärrfilter kopplas in mellan termoomvandlare och nanovoltmeter där spärrfrekvensen kan ställas in till ripplets frekvens. För att kunna ändra spärrfrekvensen krävs högkvalitativa omkopplare med termoemker stabila inom en nanovolt, vilket är dyrt och svårt att automatisera. Mätningarna vid låga frekvenser skulle med sådana filter kunna göras noggrannare och lägsta mätfrekvens skulle kunna sänkas till 10 Hz.

I sammanställningen över felbidragen till den uppmätta skillnaden i AC-DC-differens framgår att största felbidraget vid mätning på "single junction" termoomvandlare är nanovoltmetrarnas linjäritetsfel. Med hjälp av nanovoltmetrar med mindre linjäritetsfel kan osäkerheten minskas. Detta är speciellt viktigt vid uppmätning av SPs sekundärnormaler genom stegning då inspanningen till en av termoomvandlarna bara är halva nominella inspanningen. Termoomvandlarens utspänning är då endast 2 mV. Ytterligare ej försumbara felkällor som indikeras i avsnitt 3.2 behöver undersökas.

Det automatiserade mätsystemet för termoomvandlare kan också modifieras så att det kan användas för kalibrering av AC-DC-differensen i strömshuntar.

5 Slutord

Ett automatiserat mätsystem för kalibrering av termoomvandlare har byggts upp vid SP. Mätmetoden bygger på att termoomvandlarnas utspänning mäts direkt och jämförelsen mellan dem görs beräkningsmässigt med dator. Inverkan på mätresultatet på grund av drift i termoomvandlarnas utspänning minimeras genom kurvanpassning med hjälp av tre tredjegrads polynom till mätvärdena för växelspanning, likspänning positiv polaritet respektive likspänning negativ polaritet. De tre kurvornas form är lika. Endast de konstanta termerna som bestämmer kurvornas nivå är olika. De konstanta termerna används för att beräkna AC-DC-differensen.

En felanalys visar att skillnaden i AC-DC-differens mellan normal och mätobjekt kan mätas med en osäkerhet (1σ) som är inom $\pm 0,8 \cdot 10^{-6}$ för "single junction" termoomvandlare och inom $\pm 0,3 \cdot 10^{-6}$ för "multi junction" termoomvandlare. "Alla mot alla" mätningar och jämförelsemätning med Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB), Tyskland, bekräftar den gjorda felanalysen.

Det automatiserade mätsystemet innebär avsevärt förbättrade möjligheter att säkerställa den svenska växelspanningsenheten vid SP genom noggrannare inbördes mätningar mellan primärnormaler och sekundärnormaler. Det är dessutom möjligt att kalibrera termoomvandlare noggrannare och snabbare än tidigare.

6 Referenser

- [1] P. Martin, R.B.D. Knight, "Components and systems for AC/DC transfer at the ppm level", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol IM-32 (1983), s 63-72.
- [2] R.B.D. Knight, D. J. Legg, P. Martin, "The Establishment of National Standards for AC-DC Current Transfer", Conference Digest, 1987 British Electromagnetic Measurements Conferens, s 36/1-3.
- [3] M. Klonz, "Entwicklung von Vielfachthermokonvertern zur genauen Rückführung von Wechselgrößen auf äquivalente Gleichgrößen", PTB-Bericht E-29, Fakultät für Maschinenbau und Elechtrotechnik, Technischen Universität Carolo-Wilhelmina, Braunschweig, 1987.
- [4] E. S. Williams, J. R. Kinard, "A Dual-Channel Automated Comparator for AC-DC Difference Measurements, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol IM-34 (1985), s 290-294.
- [5] E. S. Williams, "A Thermoelement Comparator for Automatic AC-DC Difference Measurements", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol IM-29 (1980), s 405-409.
- [6] B.D. Inglis, "Evaluation of AC-DC Transfer Errors for Thermal Converter-Multiplier Combinations", Metrologia 16 (1980), s 177-181.
- [7] B. D. Inglis, "Errors in AC-DC Transfer Arising from a DC Reversal Difference", Metrologia 17 (1981), s 111-117.
- [8] C. Harmans, J. J. Schmit, R. Kaarls, "A High Precision Automated Measurement System for AC-DC-Transfer using Thermal Converters".
- [9] F. Cabiati et al, "High-Precision Thermal EMF Comparator for Automatic AC-DC Transfer Measurements", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol IM-32 (1983), s 57-62.
- [10] K. Küpfmüller, "Einführung in die theoretische Elektrotechnik", Springer-Verlag, Berlin/Göttingen/Heidelberg, 1959, s 261-264.
- [11] R. E. Collin, "Foundations for microwave engineering", McGraw-Hill Book Company, 1966, kapitel 3.
- [12] M. G. Natrella, "Experimental Statistics", National Bureau of Standards Handbook 91, 1966, kapitel 6.
- [13] A. F. Dunn, "Maintenance of a Laboratory Unit of Voltage", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol IM-20 (1971).
- [14] Kalibreringsbevis nr 0234 PTB 88, 0235 PTB 88, 0236 PTB 88 och korrespondens mellan PTB, M. Klonz och SP, K.-E. Rydler.

Bilaga A $(V_{AC}-V_{DC})/V_{DC}$ relaterad till termoomvandlarens utspänning

Utspänningen från en termoomvandlare är enligt (1-4) en n:te grads funktion av inspänningen

$$E = kV^n \quad (A-1)$$

men både k och n är beroende av inspänningen V. Då termoomvandlaren används för att jämföra ungefär lika stora spänningar kan man i ett litet intervall runt inspänningen sätta k och n konstanta. Värdet av konstanten n ligger inom 1,6 - 2,0.

I intervallet kan relativa skillnaden mellan växel- och likspänning skrivas om med hjälp av (A-1) som

$$\frac{V_{AC} - V_{DC}}{V_{DC}} = \frac{\sqrt[n]{E_{AC}/k} - \sqrt[n]{E_{DC}/k}}{\sqrt[n]{E_{DC}/k}} = \sqrt[n]{\frac{E_{AC}/k}{E_{DC}/k}} - 1 \quad (A-2)$$

$$\frac{V_{AC} - V_{DC}}{V_{DC}} = \sqrt[n]{1 + \frac{E_{AC} - E_{DC}}{E_{DC}}} - 1 \quad (A-3)$$

Genom serieutveckling får vi

$$\frac{V_{AC} - V_{DC}}{V_{DC}} = 1 + \frac{1}{n} \frac{E_{AC} - E_{DC}}{E_{DC}} + \Delta - 1 = \frac{E_{AC} - E_{DC}}{nE_{DC}} + \Delta \quad (A-4)$$

där felet Δ fås om växelspänningens effektivvärde inte är lika med likspänningen

$$\Delta \leq \left| \frac{1}{2} \frac{1}{n} \left[\frac{1}{n} - 1 \right] \left[\frac{E_{AC} - E_{DC}}{E_{DC}} \right]^2 \right| \quad (A-5)$$

I mätsystemet bestäms AC-DC-differensen enligt (1-11)

$$\partial_T = \frac{E_{ACS} - E_{DCS}}{K_{DCS}} - \frac{E_{ACT} - E_{DCT}}{K_{DCT}} + \partial_S \quad (A-6)$$

Om n ej är lika för de två termoomvandlarna som jämförs blir felbidraget $\Delta\partial_T \leq |\Delta_S - \Delta_T|$

$$\Delta\partial_T \leq \left| \frac{1}{2n_S} \left[\frac{1}{n_S} - 1 \right] \left[\frac{E_{ACS} - E_{DCS}}{E_{DCS}} \right]^2 - \frac{1}{2n_T} \left[\frac{1}{n_T} - 1 \right] \left[\frac{E_{ACT} - E_{DCT}}{E_{DCT}} \right]^2 \right| \quad (A-7)$$

$$\Delta\partial_T \leq \left| \frac{2}{n_S} \left[\frac{1}{n_S} - 1 \right] \left[\frac{E_{ACS} - E_{DCS}}{2E_{DCS}} \right]^2 - \frac{2}{n_T} \left[\frac{1}{n_T} - 1 \right] \left[\frac{E_{ACT} - E_{DCT}}{2E_{DCT}} \right]^2 \right| \quad (A-8)$$

$$\Delta\partial_T \leq \left| \frac{2}{n_S} \left[\frac{1}{n_S} - 1 \right] - \frac{2}{n_T} \left[\frac{1}{n_T} - 1 \right] \right| \left[\frac{V_{AC} - V_{DC}}{V_{DC}} \right]^2 \quad (A-9)$$

Maximala felet fås med $n_S = 1,6$ och $n_T = 2$ eller vice versa

$$\Delta\theta_T \leq 0,032 \left[\frac{V_{AC} - V_{DC}}{V_{DC}} \right]^2 \quad (\text{A-10})$$

Om relativa skillnaden mellan växelspanning och likspänning är mindre än 0,03 % är felet försumbart, se tabell A.1.

Tabell A.1 Osäkerhet i AC-DC-differens på grund av skillnad mellan växel- och likspänningens effektivvärde.

| $\frac{V_{AC} - V_{DC}}{V_{DC}}$ / % | $\Delta\theta_T$ /10 ⁻⁶ |
|---|---------------------------------------|
| 0,15 | 0,07 |
| 0,06 | 0,01 |
| 0,03 | <0,01 |

Bilaga B Kurvanpassning till olinjär drift

Tretton mätvärden har mätts upp då inspänningen växlas i sekvensen AC, DC+, AC, DC-, AC, DC+, AC, DC-, AC, DC+, AC, DC-, AC, [2]. Dessa mätvärden skall anpassas till tre kurvor med lika kurvform. En kurva skall anpassas till de sju mätvärden som uppmätts då växelspanning är inspänning. Två kurvor anpassas till respektive tre mätvärden då inspänningen varit likspänning, positiv polaritet respektive negativ polaritet.

Kurvanpassningen bygger på förutsättningen att driften hos termoomvandlarnas utspänning ej påverkas av vilken typ av spänning som är inspänning utan att enbart utspänningens nivå påverkas, se figur 2.3. Att denna förutsättning är uppfylld kan kontrolleras genom mätningar.

Martin och Knight [1] har empiriskt visat att ett tredjegrads polynom av formen $A+Bt+Ct^2+Dt^3$ är en bra matematisk modell för driften hos en termoomvandlars utspänning. Det är tillräckligt att modellen är giltig under den tid det tar att mäta de tretton mätvärdena.

För att estimerar koefficienterna B, C och D som är lika för alla tre kurvorna och konstanterna A_{AC} , A_{DC+} och A_{DC-} används minsta kvadrat metoden [12]. Beräkningarna görs enklast på matrisform.

Vi låter matrisen E vara den beroende variabeln som representerar de tretton mätvärdena $E_1, E_2 \dots E_{13}$. Matrisen X har sex oberoende variabler som anger mätpunkt. Tre variabler representerar de olika inspänningarna och tre representerar tiden, t, t^2 och t^3 . Matrisen α representerar de sanna konstanterna och koefficienterna. Väntevärdet av E kan uttryckas som

$$E = X\alpha \quad (B-1)$$

där

$$E = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ E_4 \\ \vdots \\ E_{13} \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & t_1 & t_1^2 & t_1^3 \\ 0 & 1 & 0 & t_2 & t_2^2 & t_2^3 \\ 1 & 0 & 0 & t_3 & t_3^2 & t_3^3 \\ 0 & 0 & 1 & t_4 & t_4^2 & t_4^3 \\ \vdots & & & & & \\ \vdots & & & & & \\ 1 & 0 & 0 & t_{13} & t_{13}^2 & t_{13}^3 \end{bmatrix} \quad \alpha = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \alpha_4 \\ \alpha_5 \\ \alpha_6 \end{bmatrix}$$

Vi söker estimatet av $\alpha = \hat{\alpha}$

$$\hat{\alpha} = \begin{bmatrix} \hat{\alpha}_1 \\ \hat{\alpha}_2 \\ \hat{\alpha}_3 \\ \hat{\alpha}_4 \\ \hat{\alpha}_5 \\ \hat{\alpha}_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{AC} \\ A_{DC^+} \\ A_{DC^-} \\ B \\ C \\ D \end{bmatrix}$$

Om typ A felen (tillfälliga fel) i $E_1 \dots E_{13}$ har medelvärdet noll, samma varians σ^2 och är parvis oberoende får man estimatet $\hat{\alpha}$ av α genom att lösa normalekvationen

$$X'X\hat{\alpha} = X'E \quad (\text{B-2})$$

Härur får man

$$\hat{\alpha} = (X'X)^{-1}X'E \quad (\text{B-3})$$

där X' är transponatet av X .

Eftersom tidsintervallet mellan varje mätvärde är lika kan mätvärdets ordningsnummer få representera tiden, $t_1=1$, $t_2=2$ osv. Matrisen X kan då skrivas som

$$X = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 2 & 4 & 8 \\ 1 & 0 & 0 & 3 & 9 & 27 \\ 0 & 0 & 1 & 4 & 16 & 64 \\ \cdot & & & & & \\ \cdot & & & & & \\ 1 & 0 & 0 & 13 & 169 & 2197 \end{bmatrix}$$

I tabell B.1 ges lösningen av $(X'X)^{-1}X'$.

Om n är antalet mätvärden (13) och k är antalet sökta parametrar (6) fås en väntevärdesriktig skattning av σ^2 av

$$s^2 = \frac{1}{n-k} (E'E - \hat{\alpha}'X'E) \quad (\text{B-4})$$

eller uttryckt algebraiskt

$$s^2 = \frac{1}{n-k} \sum_{i=1}^n \varepsilon_i^2 \quad (\text{B-5})$$

där ε_i är felet vid mätning nr i mellan mätvärdet E_i och det skattade polynomet.

$$\varepsilon_i = E_i - (A_i + iB_i + i^2C_i + i^3D_i) \quad (\text{B-6})$$

där A_i är lika med A_{AC} , A_{DC+} eller A_{DC-} beroende på inspänningen vid mätning nr i .

Tabell B.1 Matris $(X'X)^{-1}X'$

| Kolumn | | | |
|----------------|----------------|----------------|----------------|
| 1 | 2 | 3 | 4 |
| 1.29052197863 | 0.32760989023 | 0.00824175808 | -0.21359890132 |
| 1.13050994007 | 0.67080812457 | -0.14304235108 | -0.22633967178 |
| 1.25410544575 | 0.37726879874 | -0.12618841850 | 0.12057044055 |
| -0.58783491826 | -0.07704912137 | 0.18863439941 | 0.23208369359 |
| 0.08063495499 | -0.00031639707 | -0.03630077789 | -0.04183386840 |
| -0.00334917891 | 0.00034212043 | 0.00172860847 | 0.00192667819 |
| Kolumn | | | |
| 5 | 6 | 7 | 8 |
| -0.33035714320 | -0.45054945087 | -0.12912087934 | 0.08791208782 |
| -0.49438202282 | -0.12791702710 | -0.30769230791 | 0.05099394987 |
| -0.50561797790 | -0.48746758892 | -0.30769230794 | 0.41054451164 |
| 0.32616681091 | 0.27067127646 | 0.11538461549 | -0.11682512245 |
| -0.04928849244 | -0.03877021857 | -0.00824175826 | 0.02778120757 |
| 0.00205272256 | 0.00158455777 | 0.00000000000 | -0.00158455776 |
| Kolumn | | | |
| 9 | 10 | 11 | 12 |
| 0.20810439554 | 0.12293956039 | 0.27747252740 | 0.12568681300 |
| 0.03284356091 | 0.45710890231 | 0.14304235090 | 0.17534572150 |
| 0.04407951605 | 0.11019878993 | 0.12618841820 | 0.46888504730 |
| -0.15308988764 | -0.19362215505 | -0.18863439934 | -0.11525857090 |
| 0.03692585505 | 0.03908661564 | 0.03630077787 | 0.01405266082 |
| -0.00205272256 | -0.00192667819 | -0.00172860847 | -0.00034212043 |
| Kolumn | | | |
| 13 | | | |
| -0.32486263810 | | | |
| -0.36127917090 | | | |
| -0.48487467650 | | | |
| 0.29937337970 | | | |
| -0.06003055937 | | | |
| 0.00334917891 | | | |

Skattningen av AC-DC-differensen (även skalfaktorerna) beräknas som en linjär funktion av de skattade konstanterna A_{AC} , A_{DC+} och A_{DC-}

$$\hat{\delta} = A_{AC} - \frac{A_{DC+} - A_{DC-}}{2} \quad (\text{B-7})$$

På matrisform

$$\hat{\delta} = L \cdot \hat{\alpha} \quad (\text{B-8})$$

där $L = [1 \ -0,5 \ -0,5 \ 0 \ 0 \ 0]$

Den skattade standardavvikelsen för $\hat{\delta}$ kallas $s_{\hat{\delta}}$ och beräknas som

$$s_{\hat{\delta}} = s \sqrt{L(X'X)^{-1}L'} \quad (\text{B-9})$$

$(X'X)^{-1}$ har beräknats till

$$\begin{bmatrix} 2,412\text{E}+0 & 2,233\text{E}+0 & 2,452\text{E}+0 & -1,306\text{E}+0 & 1,937\text{E}-1 & -8,413\text{E}-3 \\ 2,233\text{E}+0 & 2,550\text{E}+0 & 2,417\text{E}+0 & -1,282\text{E}+0 & 1,873\text{E}-1 & -8,004\text{E}-3 \\ 2,452\text{E}+0 & 2,417\text{E}+0 & 2,987\text{E}+0 & -1,394\text{E}+0 & 2,045\text{E}-1 & -8,823\text{E}-3 \\ -1,306\text{E}+0 & -1,282\text{E}+0 & -1,394\text{E}+0 & 8,470\text{E}-1 & -1,344\text{E}-1 & 6,055\text{E}-3 \\ 1,937\text{E}-1 & 1,873\text{E}-1 & 2,045\text{E}-1 & -1,344\text{E}-1 & 2,235\text{E}-2 & -1,040\text{E}-3 \\ -8,413\text{E}-3 & -8,004\text{E}-3 & -8,823\text{E}-3 & 6,055\text{E}-3 & -1,040\text{E}-3 & 4,952\text{E}-5 \end{bmatrix}$$

och $s_{\hat{\delta}}$ blir då

$$s_{\hat{\delta}} = 0,565s \quad (\text{B-10})$$

Bilaga C Felanalys skalfaktorer

Ur formeln (3-3) för beräkning av AC-DC-differens framgår att skalfaktorerna skall bestämmas vid den nivå som likspänningen har. På grund av polaritetsfelet måste utspänningsändring vid en känd ändring av inspänningen mätas upp både med positiv och negativ polaritet. Respektive skalfaktor beräknas sedan som medelvärdet av utspänningsändringen dividerat med relativa ändringen av inspänningen.

Approximativa skalfaktorer kan bestämmas med växelspanning eller likspänning med en polaritet. Då det förekommer termoomvandlare med förhållandevis stora polaritetsfel är det olämpligt att välja likspänning med en polaritet.

I det automatiska mätsystemet bestäms skalfaktorerna med växelspanning vid frekvensen 1 kHz. I det följande görs en analys av approximationens och de övriga felkällornas inverkan på osäkerheten i skalfaktorerna. De felkällor som påverkar skalfaktorerna men som inte påverkar osäkerheten i AC-DC-differensen har ej tagits med. Exempel på en sådan felkälla är nanovoltmetrarnas förstärkningsfel.

C.1 Avvikelse mellan växelspanningens och likspänningens effektivvärde

Vid termoomvandlarnas ingång bestäms avvikelsen mellan växelspanningen och likspänningen av växelspanningskalibrators noggrannhet vid 1 kHz, likspänningskalibrators noggrannhet och termoemker i omkopplaren. För spänningar 0,25 V - 120 V är relativa avvikelsen $\Delta V/V$ inom $\pm 60 \cdot 10^{-6}$ och för spänningar 120 V - 1000 V är den inom $\pm 90 \cdot 10^{-6}$.

Skalfaktorn kan enligt (1-4) och (1-6) skrivas som

$$K = nE = nkV^n \quad (\text{C-1})$$

Genom partiell derivering med avseende på inspänningen V kan relativa felet i skalfaktorn bestämmas som

$$\frac{\Delta K}{K} = n \frac{\Delta V}{V} \leq 2 \cdot \frac{\Delta V}{V} \quad (\text{C-2})$$

För spänningar 0,25 V - 120 V är relativa felet i skalfaktorn inom $\pm 120 \cdot 10^{-6}$ och inom $\pm 180 \cdot 10^{-6}$ för spänningar 120 V - 1000 V.

C.2 Linjär modell

Uppmätningen av skalfaktorn vid en viss spänning görs genom att mäta upp ändringen i utspänningen från termoomvandlaren då en känd ändring av inspänningen görs. Man gör en linjärisering av utspänningen inom ett litet intervall.

Utspänningen från en termoomvandlare är enligt (1-4) ett n :te grads polynom

$$E = kV^n \quad (\text{C-3})$$

Den med hjälp av linjärisering uppmätta skalfaktorn K_m är enligt (1-6)

$$K_m = \frac{\Delta E}{\Delta V} = \frac{E_1 - E_2}{V_1 - V_2} = \frac{k(V(1+p))^n - k(V(1-p))^n}{V(1+p) - V(1-p)} = \frac{kV^n((1+p)^n - (1-p)^n)}{2p} \quad (\text{C-4})$$

Genom att serieutveckla $(1 \pm p)^n$ och försumma termer högre än tredje graden fås

$$K_m = \frac{kV^n(2pn + \frac{2n(n-1)(n-2)p^3}{6})}{2p} \quad (\text{C-5})$$

Ekvation (C-1) och (C-5) ger

$$K_m = nkV^n(1 + \frac{(n-1)(n-2)p^2}{6}) = K(1 + \frac{(n-1)(n-2)p^2}{6}) \quad (\text{C-6})$$

Det relativa felet i skalfaktorn blir

$$\frac{\Delta K}{K} = \frac{K_m - K}{K} = \frac{(n-1)(n-2)p^2}{6} \quad (\text{C-7})$$

Den relativa ändringen av inspänningen p är 0,5 % och för termoomvandlare är $1,6 \leq n \leq 2,0$. Av tabell C.1 framgår att det relativa felet i skalfaktorn på grund av linjäriseringen är försumbart.

Tabell C.1 Relativa felet i skalfaktor orsakad av linjärisering.

| n | $\frac{\Delta K}{K}$ /10 ⁻⁶ |
|-----|---|
| 1,6 | -1 |
| 1,8 | -0,7 |
| 2,0 | 0 |

C.3 Växelspänningskällans olinjäritet

Växelspänningskällans olinjäritet är inom $\pm 1 \cdot 10^{-6}$ av spänningen i ett intervall $\pm 0,5$ %. Om växelspänningskällans linjäritetsfel är $\pm \Delta_1$ kommer de uppmätta utspänningarna att påverkas och vi får enligt (C-4) skalfaktorn K_1

$$K_1 = \frac{kV^n((1+p+\Delta_1)^n - (1-(p+\Delta_1))^n)}{2p} \quad (\text{C-8})$$

Genom att serieutveckla $(1 \pm p)^n$ och försumma termer högre än andra graden fås

$$K_1 = \frac{2nkV^n(p + \Delta_1)}{2p} \quad (\text{C-9})$$

$$K_1 = nkV^n \left(1 + \frac{\Delta_1}{p}\right) = K \left(1 + \frac{\Delta_1}{p}\right) \quad (\text{C-10})$$

Det relativa felet i skalfaktorn blir

$$\frac{\Delta K}{K} = \frac{K_1 - K}{K} = \frac{\Delta_1}{p} \quad (\text{C-11})$$

Med $\Delta_1 = \pm 1 \cdot 10^{-6}$ och $p = 5 \cdot 10^{-3}$ blir det relativa felet i skalfaktorn inom $\pm 200 \cdot 10^{-6}$.

C.4 Olinjäritet i nanovoltmeter

Olinjäriteten Δ_n i de använda nanovoltmetrarna är inom $\pm 5nV$.

Skalfaktorn beräknas enligt (C-4) som

$$K = \frac{\frac{\Delta E}{\Delta V}}{\frac{E_1 - E_2}{V}} \quad (\text{C-12})$$

Partiell derivering med avseende på E_1 och E_2 och linjärisering ger

$$\Delta K = \frac{\Delta_n + \Delta_n}{\frac{\Delta V}{V}} \quad (\text{C-13})$$

Det relativa felet i skalfaktorn blir

$$\frac{\Delta K}{K} = \frac{2\Delta_n}{\frac{\Delta V}{V}} \cdot \frac{1}{nE} \quad (\text{C-14})$$

Tabell C.2 Relativa felet i skalfaktorn orsakad av nV-meters olinjäritet.

| E mV | $\frac{\Delta K}{K}$ / $\pm 10^{-6}$ |
|---------|---|
| 2 | 320 |
| 7 | 90 |
| 50 | 13 |

med $\Delta_n = \pm 5nV$, $\frac{\Delta V}{V} = 0,01$ och $n = 1,6$ fås slutligen

$$\frac{\Delta K}{K} = \frac{2\Delta_n}{0,016E} \quad (C-15)$$

I tabell C.2 ges relativa felet i skalfaktorn för några typiska utspänningar.

C.5 Brus i nanovoltmeter

Bruset i nanovoltmetrarna har mätts upp med kortsluten ingång. Standardavvikelsen s_b har skattats till ± 3 nV och bruset är approximativt normalfördelat. I mätsystemet beräknas skalfaktorn enligt (2-3) som

$$K = \frac{1}{\frac{\Delta V}{V}} (A_{+0,5\%} - \frac{A_{-0,5\%} + A_{-0,5\%}}{2}) \quad (C-16)$$

Ur bilaga B fås att

$$s_K = 0,565 \cdot \frac{s_b}{\frac{\Delta V}{V}} \quad (C-17)$$

På samma sätt som i C.4 blir

$$\frac{s_K}{K} = 0,565 \cdot \frac{s_b}{0,016E} \quad (C-18)$$

I tabell C.3 ges relativa felet i skalfaktorn.

Tabell C.3 Relativa felet i skalfaktorn orsakad av nV-meters brus.

| E mV | $\frac{s_K}{K}$ / $\pm 10^{-6}$ |
|---------|------------------------------------|
| 2 | 53 |
| 7 | 16 |
| 50 | 3 |

C.6 Brus och drift i motspänningskälla

Bruset och driften i motspänningskällorna har mätts genom att koppla två motspänningskällor i serie och mäta upp differensen med en nanovoltmeter. Efter att motspänningskällorna har stabiliserat sig efter påslag kan inget brus utöver nanovolt-

meterns egenbrus detekteras och skillnaden i drift är nästan linjär och mycket liten. Låg drift har också mätts upp för motspänningskällorna en och en. Genom mätmetoden elimineras felbidrag från drift av tredje ordningen eller lägre.

Osäkerheten i skalfaktorn på grund av brus och drift i motspänningskällorna kan därför försummas.

C.7 Instabil inspänning

Växelspänningskällans stabilitet har mätts upp genom att mäta utspänningen från en termoomvandlare med tidskonstanten $\tau = 1,3$ s. Spänningens stabilitet varierar beroende på inställningen i procent av växelspänningskällans spänningsområde. Den relativa standardavvikelsen s_i/K har skattats vid olika inställningar.

Det relativa felet i skalfaktorn beräknas som

$$\frac{s_K}{K} = \frac{0,565 s_i}{\frac{\Delta V}{V} K} = \frac{0,565 s_i}{0,01 K} \quad (\text{C-19})$$

och ges för olika inställningar i tabell C.4.

Tabell C.4 Relativ standardavvikelse i skalfaktorn orsakad av instabil inspänning.

| Spänning i % av område | $\frac{s_i}{K}$ / $\pm 10^{-6}$ | $\frac{s_K}{K}$ / $\pm 10^{-6}$ |
|---------------------------|------------------------------------|------------------------------------|
| 12-30 | 4 | 230 |
| 30-50 | 2 | 120 |
| 50-120 | 1 | 57 |

C.8 Sammanställning av osäkerhet i skalfaktor

Sammanställningen i tabell C.5 görs med begränsningen att termoomvandlaren har tidskonstanten $\tau \approx 1,3$ s och att inspänningen är 0,5 - 1V, 5 - 10V eller 50 - 100V. Inverkan av felkällorna angivna i C.2 och C.6 är försumbara. Felbidragen av typ B antas ha rektangulär fördelning och felbidragen av typ A är approximativt normalfördelade. Felbidragens varianser summeras.

Tabell C.5 Osäkerhet i skalfaktor.

| | Relativ osäkerhet (1σ -värde) $\pm 10^{-6}$ vid utspänning | | |
|---|---|-----|------|
| | 2mV | 7mV | 50mV |
| Osäkerhet typ B | | | |
| C.1 Avvikelse mellan växel- och likspänningens effektivvärde, $s_K/K = \Delta K/\sqrt{3} K$ | 70 | 70 | 70 |
| C.3 Växelspänningskällans olinjäritet, $s_K/K = \Delta K/\sqrt{3} K$ | 120 | 120 | 120 |
| C.4 Olinjäritet i nanovoltmeter, $s_K/K = \Delta K/\sqrt{3} K$ | 190 | 55 | 8 |
| Osäkerhet typ B, $\sqrt{\sum (s_K/K)^2}$ | 240 | 150 | 140 |
| Osäkerhet typ A | | | |
| C.5 Brus i nanovoltmeter, s_K/K | 53 | 16 | 3 |
| C.7 Instabil inspänning, s_K/K | 57 | 57 | 57 |
| Osäkerhet typ A, $\sqrt{\sum (s_K/K)^2}$ | 80 | 60 | 57 |
| Total osäkerhet, $\sqrt{\sum (s_K/K)^2}$ | 250 | 160 | 150 |

Bilaga D Stående våg, ledningsimpedans och strömförträngningseffekt mellan termoomvandlare och T-koppling

Ledningen mellan T-kopplingens centrum och termoomvandlaren kan vid höga frekvenser betraktas som en koaxiell transmissionsledning med små resistiva förluster. Termoomvandlarens inimpedans är ej anpassad till transmissionsledningens eller T-kopplingens karakteristiska impedans. Detta medför att det vid höga frekvenser bildas en stående våg mellan termoomvandlaren och T-koppling. Strömförträngningseffekten ("skin effect") medför att transmissionsledningens resistiva förluster ökar med roten ur frekvensen.

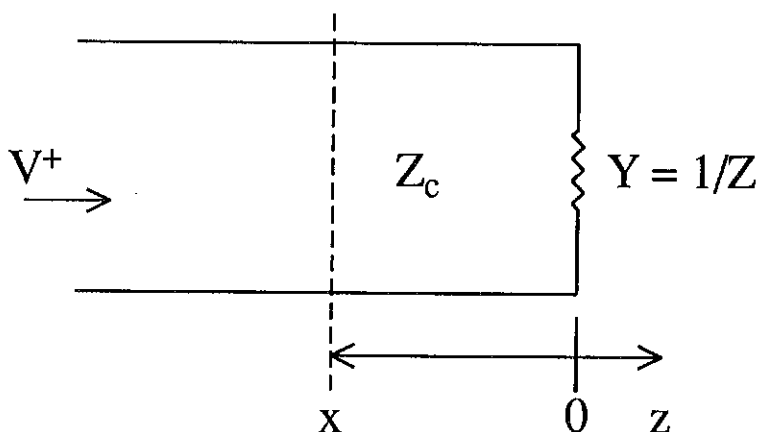
AC-DC-differensen för en termoomvandlare definieras normalt vid T-kopplingens centrum. Där är V_{AC} och V_{DC} lika för både normal och mätobjekt. Inverkan av stående våg, ledningsimpedans och strömförträngningseffekt ingår alltså i termoomvandlarens AC-DC-differens.

För att få en repeterbar AC-DC-differens krävs att avståndet mellan referensplanet för termoomvandlarens anslutningskontakt och referensplanet vid T-kopplingens centrum är konstant. Detta krav uppfylls bäst om termoomvandlaren har samma typ av anslutningskontakt som T-kopplingen och kan anslutas direkt till denna.

Analysen av osäkerheten i AC-DC-differensen görs i tre steg. Först bestäms AC-DC-differensen som orsakas av stående våg och ledningsinduktans. Därefter bestäms AC-DC-differensen som orsakas av ledningsresistans och strömförträngningseffekten. Till sist beräknas osäkerheten i AC-DC-differensen på grund av repeterbarheten i avståndet mellan referensplanet för termoomvandlarens anslutningskontakt och referensplanet vid T-kopplingens centrum.

D.1 Stående våg, ledningsinduktans och ledningskapacitans

Inverkan av stående våg, ledningsinduktans och ledningskapacitans på AC-DC-differensen kan beräknas utgående från teorin för förlustfri transmissionsledning [11]. I tabell D.1 visas att approximationen förlustfri transmissionsledning gäller för frekvenser ≥ 100 kHz.



Figur D.1 Termoomvandlare ansluten till transmissionsledning

I figur D.1 gäller följande för $z \leq 0$

$$V_{AC}(z) = V^+e^{-j\beta z} + V^-e^{+j\beta z} \quad (D-1)$$

$$V_{AC}(z) = V^+e^{-j\beta z} + \Gamma V^+e^{+j\beta z} \quad (D-2)$$

där

$V_{AC}(z)$ är spänningen vid avståndet z meter från referensplanet för termoomvandlarens anslutningskontakt, $z \leq 0$

V^+ är amplituden för den framåtgående spänningssvågen

V^- är amplituden för den reflekterade spänningssvågen

Γ är reflektionskoefficienten

β är transmissionsledningens faskonstant

Insättning av $z = 0$ ger randvillkoret

$$V_{AC}(0) = V^+(1 + \Gamma) \quad (D-3)$$

Insättning av randvillkoret i (D-2) ger

$$V_{AC}(z) = \frac{V_{AC}(0)}{1 + \Gamma} (e^{-j\beta z} + \Gamma e^{+j\beta z}) \quad (D-4)$$

Reflektionskoefficienten definieras enligt följande

$$\Gamma = \frac{V^-}{V^+} = \frac{Z - Z_c}{Z + Z_c} = \frac{1 - Z_c Y}{1 + Z_c Y} \quad (D-5)$$

där

Z är termoomvandlarens impedans

Y är termoomvandlarens admittans ($1/Z$)

Z_c är karakteristiska impedansen för transmissionsledningen.

$$\frac{1}{1 + \Gamma} = \frac{1 + Z_c Y}{2} \quad (D-6)$$

$$\frac{\Gamma}{1 + \Gamma} = \frac{1 - Z_c Y}{2} \quad (D-7)$$

Insättning av (D-6) och (D-7) i (D-4) ger

$$V_{AC}(z) = \frac{V_{AC}(0)}{2} [(1 + Z_c Y)e^{-j\beta z} + (1 - Z_c Y)e^{+j\beta z}] \quad (D-8)$$

Med variabelbyte $x = -z$ fås

$$V_{AC}(x) = \frac{V_{AC}(0)}{2} [(1 + Z_c Y)e^{+j\beta x} + (1 - Z_c Y)e^{-j\beta x}] \quad (D-9)$$

där

$V_{AC}(x)$ är spänningen vid avståndet x meter från referensplanet för termoomvandlarens anslutningskontakt, $x \geq 0$.

Vi kan med Eulers formler skriva (D-9) som

$$V_{AC}(x) = V_{AC}(0)(\cos\beta x + jZ_c Y \sin\beta x) \quad (D-10)$$

Då $Y = G + jB$ kan (D-10) skrivas som

$$V_{AC}(x) = V_{AC}(0)(\cos\beta x - Z_c B \sin\beta x + jZ_c G \sin\beta x) \quad (D-11)$$

där

G är termoomvandlarens konduktans

B är termoomvandlarens susceptans.

Vid bestämningen av AC-DC-differensen är det växelspanningens absolutbelopp som skall användas. Vi har

$$|V_{AC}(x)| = V_{AC}(0) \sqrt{(\cos\beta x - Z_c B \sin\beta x)^2 + (Z_c G \sin\beta x)^2} \quad (D-12)$$

om fasvinkeln för $V_{AC}(0)$ sätts till noll.

För frekvenser ≤ 1 MHz är $Z_c B \tan\beta x \ll 1$ och $Z_c G \tan\beta x \ll 1$, (D-12) kan då approximeras till

$$|V_{AC}(x)| \approx V_{AC}(0)(\cos\beta x - Z_c B \sin\beta x) \quad (D-13)$$

För likspänningen gäller

$$V_{DC}(x) = V_{DC}(0)(1 + R_{DC}G) \quad (D-14)$$

där

R_{DC} är ledningens likströmsresistans. Men då dess inverkan på AC-DC-differensen kommer att beräknas i nästa steg sätts här $R_{DC} = 0$.

AC-DC-differensen på avståndet x från referensplanet för termoomvandlarens anslutningskontakt kan då beräknas som

$$\partial = \frac{|V_{AC}(x)| - V_{DC}(x)}{V_{DC}(x)} \quad (D-15)$$

$$\partial = \frac{V_{AC}(0)}{V_{DC}(0)} (\cos\beta x - Z_c B \sin\beta x) - 1 \quad (D-16)$$

om termoomvandlaren antas ideal är $V_{AC}(0)/V_{DC}(0) = 1$. AC-DC-differensen blir då

$$\partial = \cos\beta x - 1 - Z_c B \sin\beta x \quad (D-17)$$

Då βx är mycket nära noll kan $Z_c B \sin \beta x$ och $Z_c G \sin \beta x$ förenklas ytterligare. För förlustfri transmissionsledning gäller

$$Z_c = \sqrt{L_1/C_1}, \beta = \omega \sqrt{L_1 C_1} \quad (\text{D-18})$$

där

L_1 är transmissionslednings induktans per längdenhet
 C_1 är transmissionslednings kapacitans per längdenhet
 ω är vinkelfrekvensen.

Insättning ger

$$Z_c B \sin \beta x \approx Z_c B \beta x = \omega B L_1 x = \omega L B \quad (\text{D-19})$$

där L är transmissionsledningens induktans.

AC-DC-differensen som orsakas av stående våg och ledningsinduktans blir då

$$\partial \approx \cos \beta x - 1 - \omega L B \quad (\text{D-20})$$

för βx nära noll. För termoomvandlare är susceptansen B vanligtvis kapacitiv och proportionell mot frekvensen. AC-DC-differensen orsakad av ledningsinduktans är alltså proportionell mot frekvensen i kvadrat.

D.2 Ledningsresistans och strömförträngnings-effekt

AC-DC-differensen som orsakas av ledningsresistans och strömförträngningseffekt beräknas med vanlig kretsteori men med samma beteckningar som ovan. För enkelhets skull betecknas resistansen i ledningen mellan 0 och x med R i stället för xR_1 .

Ur figur D.1 fås

$$V_{AC}(0) = V_{AC}(x) \frac{Z}{Z + R_{AC}} \quad (\text{D-21})$$

$$V_{AC}(x) = V_{AC}(0)(1 + R_{AC}Y) \quad (\text{D-22})$$

Med insättning av $Y = G + jB$ fås

$$V_{AC}(x) = V_{AC}(0)(1 + R_{AC}G + jR_{AC}B) \quad (\text{D-23})$$

$$|V_{AC}(x)| = V_{AC}(0) \sqrt{(1 + R_{AC}G)^2 + (R_{AC}B)^2} \quad (\text{D-24})$$

$$|V_{AC}(x)| \approx V_{AC}(0)(1 + R_{AC}G) \quad (\text{D-25})$$

$$V_{DC}(x) = V_{DC}(0)(1 + R_{DC}G) \quad (\text{D-26})$$

AC-DC-differensen beräknas som tidigare

$$\partial = \frac{|V_{AC}(x)| - V_{DC}(x)}{V_{DC}(x)} \quad (D-27)$$

$$\partial = \frac{V_{AC}(0)(1 + R_{AC}G)}{V_{DC}(0)(1 + R_{DC}G)} - 1 \quad (D-28)$$

Om termoomvandlaren antas ideal är G frekvensoberoende och $V_{AC}(0)/V_{DC}(0) = 1$.

AC-DC-differensen kan då approximeras som

$$\partial \approx (R_{AC} - R_{DC})G \quad (D-29)$$

Resistansen R_{AC} är frekvensberoende. På grund av strömförträngning ökar resistansen i ledningen med frekvensen.

För en koaxiell ledning är effekten av strömförträngningen störst i innerledaren. Ett approximativt värde på resistansens frekvensberoende kan därför fås om strömförträngningens effekt i en enkelledare beräknas.

Strömförträngningsdjupet, d , definieras som

$$d = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (D-30)$$

där

f är frekvensen

μ är permeabiliteten = μ_0 om ledarna är av icke magnetiskt material

σ är konduktiviteten

om d är mindre än ledarens halva radie kan resistansens frekvensberoende approximeras [10] med

$$R_{AC} \approx R_{DC} (0,25 + 0,5r/d) = R_{DC} (0,25 + 0,5r\sqrt{\pi f \mu \sigma}) \quad (D-31)$$

där r är ledarens radie och R_{DC} beräknas som

$$R_{DC} = \frac{x}{\pi r^2 \sigma} \quad (D-32)$$

AC-DC-differensen som orsakas av ledningsresistans och strömförträngningseffekt kan alltså om $d < r/2$ beräknas som

$$\partial = (R_{AC} - R_{DC})G = (0,25 + 0,5r\sqrt{\pi f \mu \sigma} - 1)R_{DC}G \quad (D-33)$$

$$\partial = (0,5r\sqrt{\pi f \mu \sigma} - 0,75)\frac{xG}{\pi r^2 \sigma} \quad (D-34)$$

För en termoomvandlare ansluten till en T-koppling (typ GR874) gäller att avståndet, x , mellan referensplanet för termoomvandlarens anslutningskontakt och referensplanet vid T-kopplingens centrum är 4 cm och innerledarens radie, r , är 2 mm. Vidare gäller för materialet att $\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ och $\sigma = 57 \cdot 10^{-6} (\Omega\text{m})^{-1}$. Detta ger $R_{DC} = 56 \mu\Omega$. För transmissionsledningen gäller också att $L_1 = 0,25 \mu\text{H/m}$ vilket ger $L = 10 \text{ nH}$ då $x = 0,04 \text{ m}$. I tabell D.1 har R_{AC} och ωL beräknats för några olika frekvenser.

Tabell D.1 Frekvensberoende hos T-kopplingens resistans och reaktans

| Frekvens | d /mm | R_{AC} /m Ω | ωL /m Ω | $\omega L/R_{AC}$ |
|----------|------------|-------------------------|---------------------------|-------------------|
| 1 MHz | 0,07 | 0,85 | 63 | 74 |
| 300 kHz | 0,12 | 0,47 | 19 | 45 |
| 100 kHz | 0,21 | 0,28 | 6,3 | 22 |
| 50 kHz | 0,30 | 0,20 | 3,2 | 16 |
| 10 kHz | 0,67 | 0,10 | 0,6 | 6 |

De resistiva förlusterna är små ($R_{AC} \ll \omega L$) för frekvenser $\geq 100 \text{ kHz}$. Detta gäller under förutsättning att kontaktresistansen i T-kopplingen är låg.

D.3 Sammanställning av AC-DC-differens i T-koppling

Sammanställning av AC-DC-differensen i T-kopplingen som orsakas av stående våg, ledningsinduktans, ledningsresistans och strömförträngningseffekt görs för två olika spänningsområden i tabell D.2 och D.3.

Beräkningen av AC-DC-differensen mellan referensplanet för termoomvandlarens anslutningskontakt och referensplanet vid T-kopplingens centrum görs med följande förutsättningar i tabell D.2. Transmissionsledning har $C_1 = 100 \text{ pF/m}$ och $L_1 = 0,25 \mu\text{H/m}$ då är $Z_c = 50 \Omega$ och $\beta = f\pi 10^{-8}$. R_{AC} och ωL i ovanstående tabell används, $R_{DC} = 56 \mu\Omega$ och $x = 0,04 \text{ m}$. För 5 V-området på SPs sekundärnormal är $G = 1 \text{ mS}$ och $B = 0,1 \text{ mS}$ vid 1 MHz och proportionell mot frekvensen.

I tabell D.3 görs sammanställningen med samma förutsättningar som ovan men för 0,5 V-området på SPs arbetsnormal där $G = 10,9 \text{ mS}$ och $B = 1 \text{ mS}$ vid 1 MHz och proportionell mot frekvensen.

Tabell D.2 AC-DC-differens i T-koppling för SPs sekundärnormal, 5V-området.

| Frekvens | $\cos\beta x - 1$ /10 ⁻⁶ | $-\omega LB$ /10 ⁻⁶ | $(R_{AC} - R_{DC})G$ /10 ⁻⁶ | ∂ /10 ⁻⁶ |
|----------|--|-----------------------------------|---|---------------------------------|
| 1 MHz | -0,8 | -6,3 | +0,8 | -6,3 |
| 300 kHz | -0,07 | -0,57 | +0,41 | -0,2 |
| 100 kHz | -0,01 | -0,06 | +0,22 | +0,15 |

Tabell D.3 AC-DC-differens i T-koppling för SPs arbetsnormal, 0,5V-området.

| Frekvens | $\cos\beta x - 1$ /10 ⁻⁶ | $-\omega LB$ /10 ⁻⁶ | $(R_{AC} - R_{DC})G$ /10 ⁻⁶ | ∂ /10 ⁻⁶ |
|----------|--|-----------------------------------|---|---------------------------------|
| 1 MHz | -0,8 | -63 | +8,7 | -55 |
| 300 kHz | -0,07 | -5,7 | +4,5 | -1,3 |
| 100 kHz | -0,01 | -0,63 | +2,5 | +1,9 |

D.4 Osäkerhet i AC-DC-differens

Osäkerheten i AC-DC-differensen, $\Delta\partial_T$, under förutsättningen att två termoomvandlare med lika inadmittans jämförs, har beräknats med antagandet att repeterbarheten i avstånden x_T och x_S mellan referensplanet för termoomvandlarnas anslutningskontakt och referensplanet vid T-kopplingens centrum är inom ± 1 mm ($\pm 2,5\%$) och oberoende av varandra. I tabell D.4 har osäkerheten beräknats enligt

$$\Delta\partial_T = 0,025\sqrt{2}[(R_{AC} - R_{DC})G - \omega LB] \quad (D-35)$$

Tabell D.4 Osäkerhet i AC-DC-differens

| Frekvens | $\Delta\partial_T$ 5 V-omr /±10 ⁻⁶ | $\Delta\partial_T$ 0,5 V-omr /±10 ⁻⁶ |
|----------|---|---|
| 1 MHz | 0,2 | 2,0 |
| 300 kHz | <0,01 | 0,05 |
| 100 kHz | <0,01 | 0,07 |

Bilaga E Tidskonstanternas inverkan vid reläväxling

En termoomvandlars utspänning som funktion av tiden kan med god approximation skrivas som

$$E = kV^n(1 - e^{-t/\tau}) = E_0(1 - e^{-t/\tau}) \quad (\text{E-1})$$

där t anger tiden efter att inspänningen anslutits och

$$E = E_0 e^{-t/\tau} \quad (\text{E-2})$$

där t anger tiden efter att inspänningen slagits av och τ är termoomvandlars tidskonstant.

Utspänningen kommer att påverkas då inspänningen växlas mellan lik- och växelspanning och vice versa.

Om termoomvandlars utspänning är E_0 före reläväxling kommer under reläets omslagstid (1 ms), då inspänningen är noll, termoomvandlars utspänning att avta till

$$E = E_0 e^{-0,001/\tau} \quad (\text{E-3})$$

Om τ är 1,3 s blir $E = 0,9992E_0$.

När reläet åter sluter ökar utspänningen som

$$E = 0,9992E_0 + 0,0008E_0(1 - e^{-t/\tau}) \quad (\text{E-4})$$

och efter $11\tau \approx 15$ s är åter $E = E_0$ inom $\pm 0,01 \cdot 10^{-6}$.

Nu har även nanovoltmetern en tidskonstant τ_n . Om nanovoltmeterns filter är inkopplat (filtret ej adaptivt) kan den visade utspänningen skrivas som

$$E = E_0(1 - e^{-t/\tau})(1 - e^{-t/\tau_n}) \quad (\text{E-5})$$

respektive

$$E = E_0 e^{-t/\tau} \cdot e^{-t/\tau_n} \quad (\text{E-6})$$

Nanovoltmeterns tidskonstant kan väljas till 1 s eller 2 s. Vi sätter för enkelhets skull $\tau_n = \tau$. Detta ger

$$E = E_0(1 - 2e^{-t/\tau} + e^{-2t/\tau}) \quad (\text{E-7})$$

och

$$E = E_0 e^{-2t/\tau} \quad (\text{E-8})$$

Om vi sätter $\tau = \tau_n = 1,3$ s kommer utspänningen E att vara lika med E_0 inom $\pm 0,01 \cdot 10^{-6}$ efter tiden $13\tau \approx 17$ s. Om det adaptiva filtret utnyttjas kan nanovoltmeterns tidskonstant försummas.

En skillnad mellan lik- och växelspanningens effektivvärde kommer också att förlänga tiden innan $E = E_0$. Om relativa skillnaden är mindre $100 \cdot 10^{-6}$ kan i värsta fallet utspänningen skrivas som

$$E = 0,9984E_0 + (0,0016 + 0,0002)E_0(1 - 2e^{-t/\tau} + e^{-2t/\tau}) \quad (\text{E-9})$$

Inverkan på tiden innan $E = 1,0002E_0$ inom $\pm 0,01 \cdot 10^{-6}$ är försumbar. Om skillnaden mellan lik- och växelspanning är mindre än 0,3% tar det kortare tid än $14\tau \approx 18$ s innan E är lika med korrekt utspänning inom $\pm 0,01 \cdot 10^{-6}$.

Då felet avtar exponentiellt kan, om bara tiden mellan reläväxling och nanovoltmetrarnas avläsning väljs tillräckligt lång, inverkan av termoomvandlarnas och nanovoltmetrarnas tidskonstanter försummas som felkälla.

Bilaga F Mätprotokoll och diagram över kurvanpassning

I figur F.1 visas ett exempel på mätprotokoll där två "single junction" termoomvandlare har jämförts med varandra. "Sensitivity Standard" och "Sensitivity Test Object" anger skalfaktorerna för normalen respektive mätobjektet samt standardavvikelsen i dess. Kolumnerna "Standard (nV)" och "Test (nV)" anger avlästa mätvärden och i de två följande kolumnerna har mätvärdena i nV dividerats med respektive skalfaktor för att få relativa mätvärden i "ppm" (10^{-6}). Protokollet har numera modifierats så att mätvärdena i "ppm" visas med två decimaler.

"Correction AC source (Standard)" respektive "Correction AC source (Test Object)" anger korrekturen för växelspanningskällan och korrekturens standardavvikelse uppmätt med normalen respektive mätobjektet. "AC/DC-diff" anger skillnaden i AC-DC-differens mellan mätobjektet och normalen och AC-DC-differensens standardavvikelse.

"Max drift" visar utgående från kurvanpassningen maximala driften mellan två mätvärden. "Curve constants" och "Curve coefficients" är de konstanter och koefficienter som beräknats med minstakvadratanpassning av skillnadsvärdena "Test (ppm)" - "Standard (ppm)" och som används för att beräkna "AC/DC-diff".

I figur F.2 visas som exempel diagram över mätvärden och kurvanpassning för mätobjektet, normalen och skillnadsvärdena mellan mätobjekt och normal. Maximala residualen anges också i varje diagram. Vid mätningen har två "single junction" termoomvandlare jämförts för att bestämma skillnaden i AC-DC-differens vid 1 V och 1kHz.

Date : 19900628
 Object : RMP540 Calibration No: 026
 Standard : HOLT11

Operator:

Voltage: 5.00 V
 Settlingtime: 20 s
 Number of measurements: 10 Time interval: 1 s
 Number of measurements per frequency: 1

Sensitivity Standard : 9.884 +/- 0.001 nV/ppm
 Sensitivity Test Object : 14.559 +/- 0.001 nV/ppm

Clock : 14:16:53
 Frequency : 40 Hz

| No | | Standard (nV) | Test (nV) | Standard (ppm) | Test (ppm) |
|----|-----|---------------|-----------|----------------|------------|
| 1 | AC | 7551 | 7615 | 764 | 523 |
| 2 | DC+ | 9063 | 7489 | 917 | 514 |
| 3 | AC | 7537 | 7592 | 763 | 521 |
| 4 | DC- | 5987 | 7707 | 606 | 529 |
| 5 | AC | 7568 | 7651 | 766 | 525 |
| 6 | DC+ | 9076 | 7514 | 918 | 516 |
| 7 | AC | 7596 | 7688 | 768 | 528 |
| 8 | DC- | 6010 | 7735 | 608 | 531 |
| 9 | AC | 7547 | 7617 | 754 | 523 |
| 10 | DC+ | 9092 | 7532 | 920 | 517 |
| 11 | AC | 7560 | 7621 | 765 | 523 |
| 12 | DC- | 6024 | 7758 | 609 | 533 |
| 13 | AC | 7587 | 7668 | 768 | 527 |

Correction AC source (Standard) : 2.20 +/- 1.60 ppm
 Correction AC source (Test Object) : 1.01 +/- 1.73 ppm

AC/DC-diff : 1.19 +/- 0.31 ppm

Max drift AC/DC-diff : 0.26 ppm
 Max drift Standard : 0.67 ppm
 Max drift Test Object: 0.92 ppm

Curve constants : An: 2.41398E+02 Af: 4.03102E+02 Ar: 7.73169E+01
 Curve coefficients: B: -4.02173E-01 C: 5.25737E-02 D: -1.83761E-03

Clock : 14:23:23
 Frequency : 1000 Hz

| No | | Standard (nV) | Test (nV) | Standard (ppm) | Test (ppm) |
|----|-----|---------------|-----------|----------------|------------|
| 1 | AC | 7621 | 7670 | 771 | 527 |
| 2 | DC+ | 9119 | 7570 | 923 | 520 |
| 3 | AC | 7603 | 7638 | 769 | 525 |
| 4 | DC- | 6054 | 7794 | 612 | 535 |
| 5 | AC | 7598 | 7638 | 769 | 525 |
| 6 | DC+ | 9129 | 7596 | 924 | 522 |
| 7 | AC | 7607 | 7661 | 770 | 526 |
| 8 | DC- | 6054 | 7823 | 612 | 537 |
| 9 | AC | 7606 | 7679 | 770 | 527 |
| 10 | DC+ | 9121 | 7625 | 923 | 524 |
| 11 | AC | 7598 | 7670 | 769 | 527 |
| 12 | DC- | 6055 | 7850 | 613 | 539 |
| 13 | AC | 7607 | 7695 | 770 | 529 |

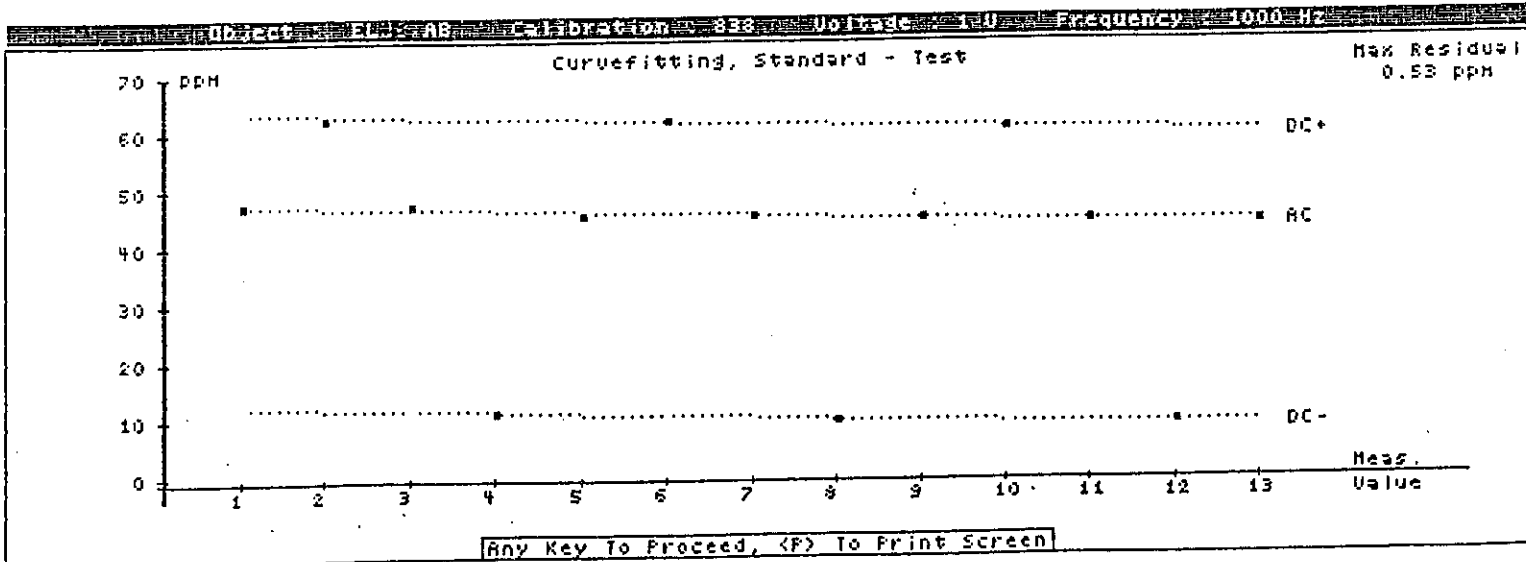
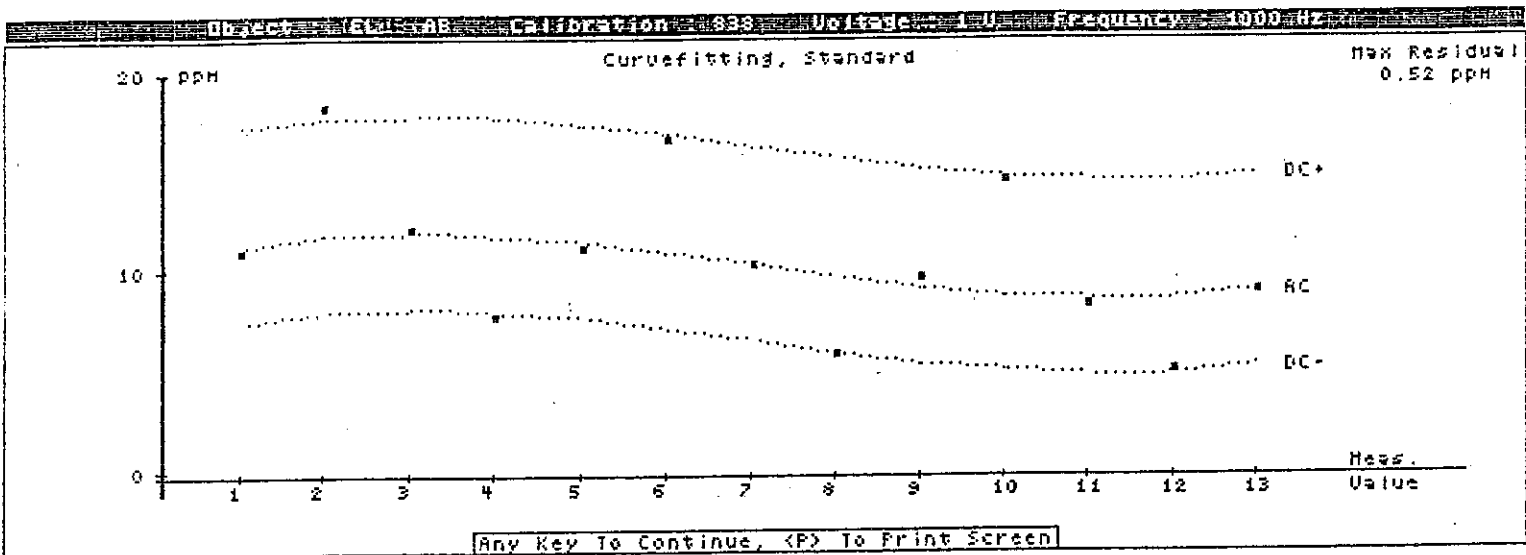
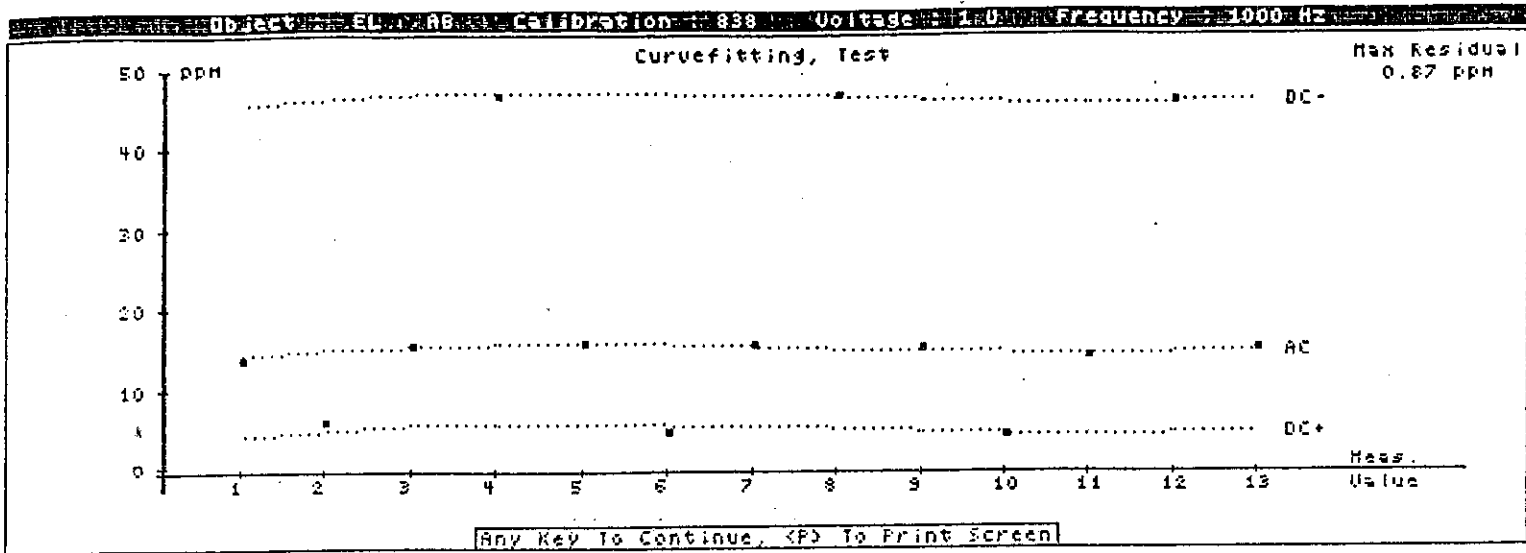
Correction AC source (Standard) : 1.66 +/- 0.58 ppm
 Correction AC source (Test Object) : -3.23 +/- 0.67 ppm

AC/DC-diff : 4.89 +/- 0.25 ppm

Max drift AC/DC-diff : 0.56 ppm
 Max drift Standard : 0.53 ppm
 Max drift Test Object: 0.88 ppm

Curve constants : An: 2.43658E+02 Af: 4.01447E+02 Ar: 7.60800E+01
 Curve coefficients: B: 8.36477E-01 C: -1.80299E-01 D: 7.75021E-03

Figur F.1 Exempel på mätprotokoll.



Figur F.2 Exempel på diagram över kurvanpassning.