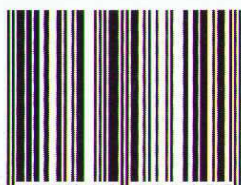
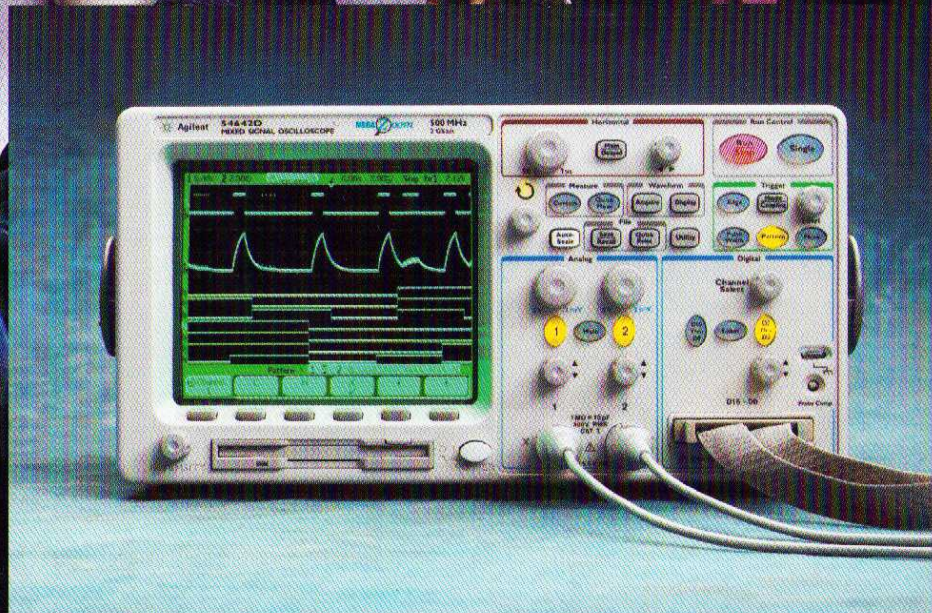
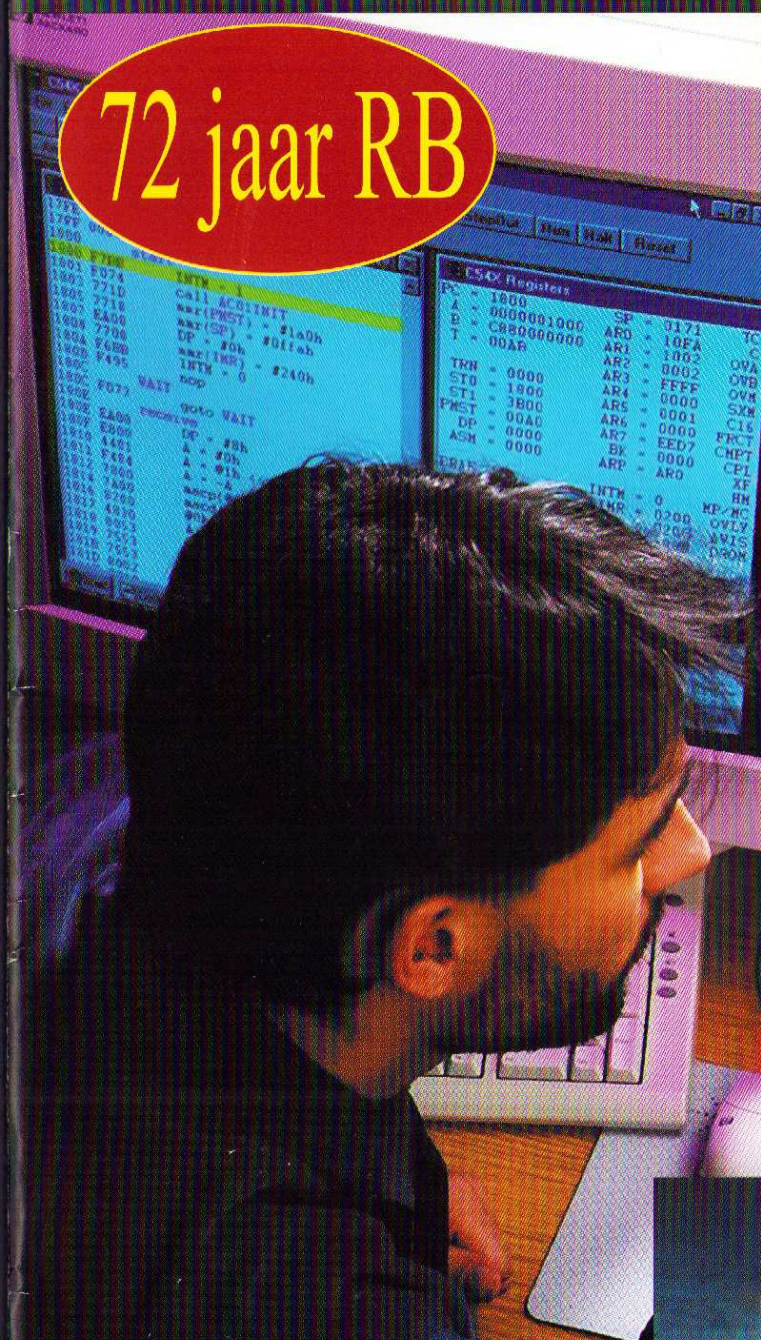


RBelektronica

Nr. 7/8 augustus/september 2002

prijs Euro 13,95

72 jaar RB



8 710966 086100

08

“Maar de stekker hou ik zelf!”

Radiohobby-avonturen in de jaren '50 toen makkelijk nog moeilijk was

Wim van Bussel

Radiohobby-avonturen in de jaren '50 toen makkelijk nog moeilijk was, is een boek geworden dat voor iedereen interessant is om te lezen. De ouderen onder ons herkennen hierin hun eigen avonturen. Herinneringen komen weer boven.

De jongeren ontdekken dat er meer bestaat dan de computer en de huidige technieken. Het is immers niet eens zo lang geleden dat wij, ik spreek inmiddels ook uit ervaring, dergelijke gebeurtenissen, zoals alleen Wim van Bussel ze zo sprekend op papier kan zetten, schering en inslag vormde met als uiteindelijk doel het laten functioneren van iets waar iedereen met bewondering naar luisterden en later naar keek. Een tijdperk vol nostalgie, waarin jong ontdekt waarom wij ouderen zo vol enthousiasme over deze beginperiode kunnen vertellen. Het boek is verluchtigd met een groot aantal sprekende tekeningen van de hand van zijn dochter Christien van Bussel.

Dit unieke boekwerk, dat inmiddels is verschenen,
kan tegen een aantrekkelijke prijs van € 34,00
worden verkregen (incl. verzendkosten)
Zie ook onze website: www.rbe.nl

U kunt het boek bestellen door het bedrag van € 34,00 over te maken op Postbanknr. 21.35.596 t.n.v. Bureau Belper met als kenmerk Radiohobby. Vergeet niet u naam en adresgegevens te vermelden. Abonnees van RB Elektronica krijgen een korting en dienen slechts € 29,50 over te maken. Vergeet niet u abonneenummer te vermelden.

Radiohobby-avonturen in de jaren '50 toen makkelijk nog moeilijk was, is een uitgave van Bureau Belper, uitgever van onder andere RB Elektronica.

RB Elektronica 7/8

Maatschappelijke veiligheid dankzij de ontwikkelingen in de radiowetenschap 4

Differentiële meettechnieken vergeleken - deel 1 5

Bij draadloze communicatie worden differentiële componenten als SAW-filters (Surface Acoustic Wave) en differentiële versterkers meer en meer toegepast. Zij bieden hogere prestaties dan hun asymmetrische tegenhangers, zoals de traditionele driepunts asymmetrische duplexfilters die in mobiele toestellen worden gebruikt. De meeste vectornetwerkanalysers zijn echter uitgerust met asymmetrische hoogfrequente poorten, die niet zonder meer geschikt zijn om differentiële parameters te meten. Dat maakt het lastiger om deze componenten nauwkeurig te karakteriseren. Er zijn echter diverse alternatieve methoden voor het bepalen van de differentiële parameters die nodig zijn voor het karakteriseren van deze bouwstenen. In dit en het volgende artikel worden de uitdagingen beschreven waar ontwerpers mee te maken hebben bij het meten van de prestaties van differentiële componenten, samen met de technieken die zij hiervoor het meest gebruiken. Iedere methode heeft zijn beperkingen, vooral waar het de precisie betreft en afhankelijk van de karakteristieken van het te testen onderdeel. Van alle benaderingen biedt de berekende mixed-modus-methode de meest nauwkeurige componentkarakterisering, en deze aanpak heeft ook de minste nadelen.

Differentiële meettechnieken vergeleken 12

Deel 2: Theorie en analyse van differentiële meettechnieken

In deel 1 van deze korte serie werden differentiële componenten en bijbehorende meettechnieken geïntroduceerd. Hierbij kwam naar voren dat karakterisatie met de mixed-modus methode voor alle parameters het hoogste detailniveau geeft. Deze aanpak heeft niet de meetafwijkingen die de baluntechniek met zich meebrengt. Ook biedt hij informatie over zowel de differentiële als de gelijkfasige prestaties van de component. Dit tweede deel zal verder ingaan op de verschillende methoden. Daarbij ligt de nadruk op foutbronnen tijdens de meting en de invloed daarvan. Inzicht in deze fouten is van belang om ze op de juiste manier te kunnen kwantificeren en te minimaliseren bij het meten aan een differentiële component.²

Nauwkeurigheid van metingen van de netvoeding en de netvoedingskwaliteit verbeteren 17

Beknopt overzicht - Er zijn verschillende technieken mogelijk voor het kalibreren van meetinstrumenten voor netvoeding en netvoedingskwaliteit, zoals flikkermeters of apparatuur voor het meten van harmonischen:

Een introductie in embedded web servers 22

Het zogenoemde "embedded internet" heft een grote aantrekkingskracht op gebruikers. Dit artikel legt het concept achter deze materie uit, waarbij gebruik wordt gemaakt van een eenvoudige applicatie als voorbeeld. 22
PC-based web servers zijn algemeen goed geworden. Elke PC die onder Windows, Linux of Unix draait kan als een web server worden toegepast. De overvloed aan applicaties die gebruik maken of zelfs een web server vereisen hebben geleid tot de ontwikkeling van zogenoemde "embedded" of "DIMM" PC's, allen ontworpen rond een kleine 80386-, 80486- of Pentium gebaseerde PC-kern. Het voordeel van een dergelijke benadering is dat de applicatie met behulp van een PC ontwikkelomgeving kan worden gegenereerd.

Rendementsvraagstukken in power management strategieën 25

Rendementsoverwegingen spelen voornamelijk een rol bij het bepalen van een keuze van een batterij gevoed power management strategie. Deze keuze vormt ook de sturende rol in de ontwikkeling van dergelijke strategieën. De meest algemene opties zijn de schakelende voedingen (switched power converters - SPC), charge pumps en de zogenoemde low dropout regulators (LDO).

KG-antennes 32

De Amerikaanse firma GAP brengt vanaf 1997 regelmatig nieuwe KG-antennes op de markt. In tegenstelling tot de gangbare constructie bevindt zich het voedingspunt van deze KG-antennes zich niet aan de basis, maar in het midden. Daardoor bereikt GAP een aanzienlijke verbetering van het rendement.

Maatschappelijke veiligheid dankzij de ontwikkelingen in de radiowetenschap

Tijdens de URSI (Union Radio Scientific International) in Maastricht wordt duidelijk dat de radiowetenschap een belangrijke rol speelt op het terrein van de Maatschappelijke veiligheid. Een belangrijke doelstelling, sinds de laatste General Assembly van de URSI, drie jaar geleden, is onderzoek te doen naar elektromagnetische straling die het mogelijk maakt vooraf te kunnen waarschuwen voor gevaren van buitenaf (bv. Blikseminslagen, terroristische aanslagen, aardbevingen etc.). Waar eerder alleen achter gesloten deuren over werd gesproken buigen nu wetenschappers het hoofd. Er is bijvoorbeeld is een nieuwe generatie radar ontwikkeld die op afstand bestuurd wordt. Deze radar is in staat een mijn te ontdekken, te identificeren en in de nabije toekomst zelfs onschadelijk te maken. Ook is een radarsysteem ontwikkeld, dat onder een vliegtuig geplaatst wordt, en dus op afstand meting verricht. Daarmee kan dijkbewaking plaatsvinden waardoor bij dreigende hoogwaterstanden tijds waarschuwingen uit kunnen gaan. Uit metingen aan de ionosfeer kunnen voortijdig aankondigingen van aardbevingen worden gedetecteerd.

Uit de 1500 papers die 1300 wetenschappers deze dagen presenteren in Maastricht wordt de maatschappelijke rol van radiowetenschap duidelijk. In de radioastronomie bijvoorbeeld kunnen achtergrondfluctuaties gedetecteerd worden waardoor nu kan worden vastgesteld dan ons heelal geen 12,5 miljard jaar, zoals tot nu toe werd aangenomen, maar ongeveer 14 miljard jaar oud moet zijn en voortdurend uitdijt. Ook de biologische effecten van elektromagnetische straling komen uitvoerig aan de orde. De resultaten van het gepresenteerde onderzoek geeft aan dat nadelige effecten van elektro-magnetische velden, zoals gsm of hoogspanningskabels, op de gezondheid niet waarschijnlijk is. Informatie: 06 270 14 926 of 06 270 24 322.

C o l o f o n

RB Elektronica

(jaargang 72)

is een uitgave van

Bureau Belper Communications V.O.F.

Batterijlaan 39

NL - 1402 SM Bussum

Tel. +(0)35 6424 831

Fax.: +(0)35 6936293

E-mail: rbe@rbe.nl

WEB-site: WWW.RBE.NL

Postbank: 21.35.596

Hoofredactie: D.J.F. Scheper

Redactieraad: G.R. Belecke, S. Swolffs, S.D. Scheper, A. Rens, J. van der Aa, H. Tuininga, A. de Bruin, Leo Oostveen

Vaste medewerkers: G. van de Werff, R. Wals, S. Swolffs, A.J. Hurenkamp, J.W. Richter

Prepress: BB Prepress opmaak

Advertentieverkoop

D.J.F. Scheper, tel.: +(0)35 6424831

Abonnementen Nederland

Standaard Nederland 45 Euro per jaar

Standaard België 60 Euro per jaar (vanuit Nederland verzonden), via Partner Press 45 Euro

Buitenland 102 Euro per jaar

Studenten 32 Euro per jaar

Abonnementen worden automatisch verlengd, tenzij uiterlijk drie maanden voor het einde van de aflooperperiode schriftelijk bericht is ontvangen.

Druk

Van der Weij Grafische Bedrijven BV

Abonnementen België

Partnet Press - RB Elektronica

Charles Parentéstraat 11

BE - 1070 Brussel/Bruxelles

Tel.: 02/5564140

Fax.: 02/5564146

Auteursrecht

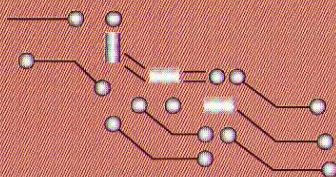
Het geheel of gedeeltelijk overnemen, kopiëren of op enige andere wijze vermenigvuldigen van de in dit tijdschrift gepubliceerde artikelen is uitsluitend mogelijk na schriftelijke toestemming en met bronvermelding. Gepubliceerde schakelingen en software kunnen door een (Nederlands) octrooibureau zijn beschermd. De uitgever is niet aansprakelijk voor de gevolgen van eventuele fouten.

ISSN: 0928-500

Differentiële meettechnieken

vergeleken - deel 1

Bij draadloze communicatie worden differentiële componenten als SAW-filters (Surface Acoustic Wave) en differentiële versterkers meer en meer toegepast. Zij bieden hogere prestaties dan hun asymmetrische tegenhangers, zoals de traditionele driepunts asymmetrische duplexfilters die in mobiele toestellen worden gebruikt. De meeste vectornetwerkanalysers zijn echter uitgerust met asymmetrische hoogfrequente poorten, die niet zonder meer geschikt zijn om differentiële parameters te meten. Dat maakt het lastiger om deze componenten nauwkeurig te karakteriseren. Er zijn echter diverse alternatieve methoden voor het bepalen van de differentiële parameters die nodig zijn voor het karakteriseren van deze bouwstenen. In dit en het volgende artikel worden de uitdagingen beschreven waar ontwerpers mee te maken hebben bij het meten van de prestaties van differentiële componenten, samen met de technieken die zij hiervoor het meest gebruiken. Iedere methode heeft zijn beperkingen, vooral waar het de precisie betreft en afhankelijk van de karakteristieken van het te testen onderdeel. Van alle benaderingen biedt de berekende mixed-modus-methode de meest nauwkeurige componentkarakterisering, en deze aanpak heeft ook de minste nadelen.

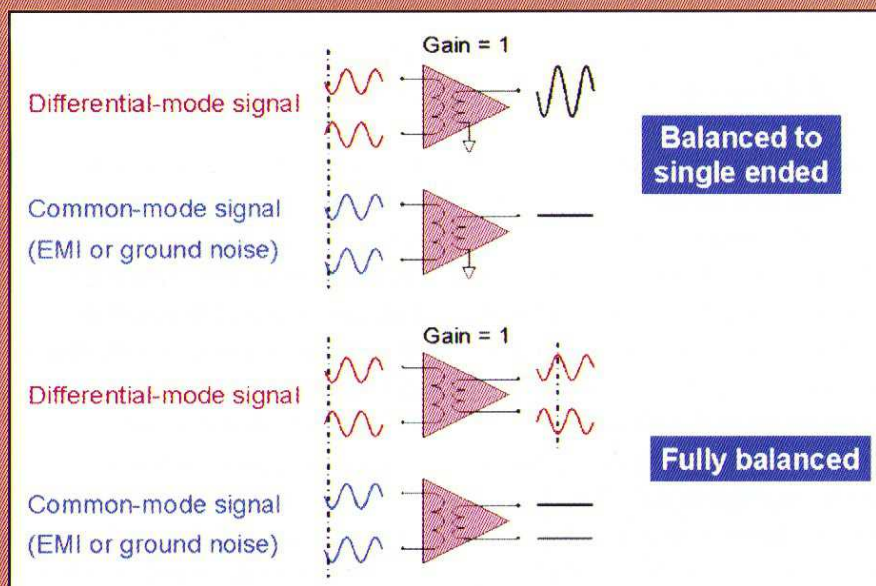


Loren Betts
Agilent Technologies

Afbeelding 1 toont twee soorten differentiële componenten, de ene met een asymmetrische uitgang en de andere met een symmetrische (differentiële) uitgang. Hierbij wordt de differentiële poort gevormd door twee van deze uitgangen. Bij differentiële componenten verhouden de signalen zich niet alleen tot een gemeenschappelijke aarde, maar ook tot elkaar. Signalen die ten opzichte van elkaar worden gerefereerd, worden aangeduid met differentiële modus of symmetrische modus. Bij

referentie ten opzichte van een gemeenschappelijke aarde gaat het om gelijkfasige modus of asymmetrische modus ('common mode'). Differentiële componenten kunnen zowel symmetrische als asymmetrische signalen voeren.

In de meeste gevallen zijn differentiële signalen met elkaar in tegenfase. In dat geval is de fase van het ene signaal 180 graden verschoven ten opzichte van de andere. Dit creëert een virtuele aarde op de symmetrische as van de component. Op de normale werkfrequentie treedt bij deze virtuele aarde geen potentiaalverandering in de tijd op, ongeacht de amplitude van het signaal. Asymmetrische signalen worden gegenereerd op de aansluitpunten van de component. Zij hebben dezelfde fase- en amplitudeverhouding.

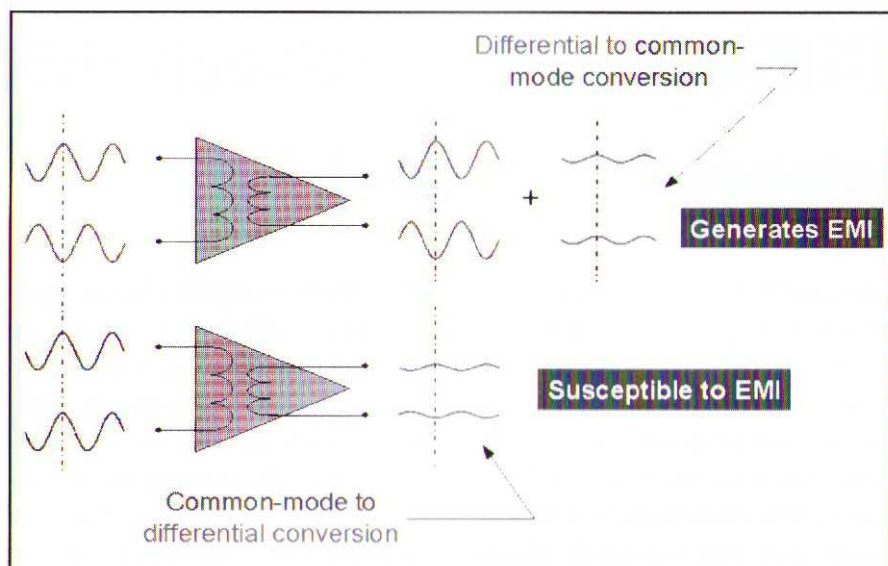


Afbeelding 1 Twee soorten differentiële componenten met asymmetrische en symmetrische uitgangen.

Als hij in de gelijkfasige modus werkt, biedt een differentiële component geen hogere prestaties dan asymmetrische componenten. In de symmetrische modus zijn de voordelen echter significant. Voor een belangrijk deel komt dit doordat dan differentiële signalen worden doorgelaten, terwijl gelijkfasige signalen worden onderdrukt. Ruis van een voeding, bijvoorbeeld, zal beide aansluitpunten van de component op dezelfde manier beïnvloeden en met dezelfde faseverhouding. De ingangscircuits zien dit als een asymmetrisch signaal en zullen het blokkeren. Aangezien geen enkele bouwsteen ideale eigenschappen heeft, zal een klein deel van het toegevoerde differentiële signaal worden omgezet naar gelijkfasige modus en andersom. Dit effect heet modusconversie (afb. 2) en houdt direct verband met de ruisimmunititeit van de component.

Meetobstakels

Hoewel vectornetwerkanalysatoren specifiek zijn ingericht voor het meten van HF-componenten, zijn de meeste ervan niet ontworpen om differentiële parameters te bepalen. Hun hoogfrequente poorten zijn asymmetrisch uitgevoerd met gelijke impedantiewaarden. Daardoor zijn ze niet in staat een mix van differentiële en gelijkfasige signalen aan de component aan te bieden. Asymmetrische componenten hebben meestal een impedantie van 50 of 75 ohm, terwijl voor de symmetrische versies geen standaard impedantiewaarden gelden. Het meten aan een vierpunts (tweepoorts) differentiële component vergt 16 S-parameters. Maar deze asymmetrische S-parameters alleen zijn niet voldoende om een differentiële component die in de differen-



Afbeelding 2 Modusconversie treedt op, als een deel van het differentiële signaal wordt omgezet in een gelijkfasige modus en een deel van het gelijkfasige signaal in een differentiële modus.

tiële modus werkt nauwkeurig te karakteriseren. Om dit te kunnen doen is een of andere hardwarematige of softwarematige conversie nodig naar asymmetrische data. De meest voorkomende benaderingen zijn het gebruik van een balun (balanced-unbalanced transformer) en het uitvoeren van een mathematische transformatie.

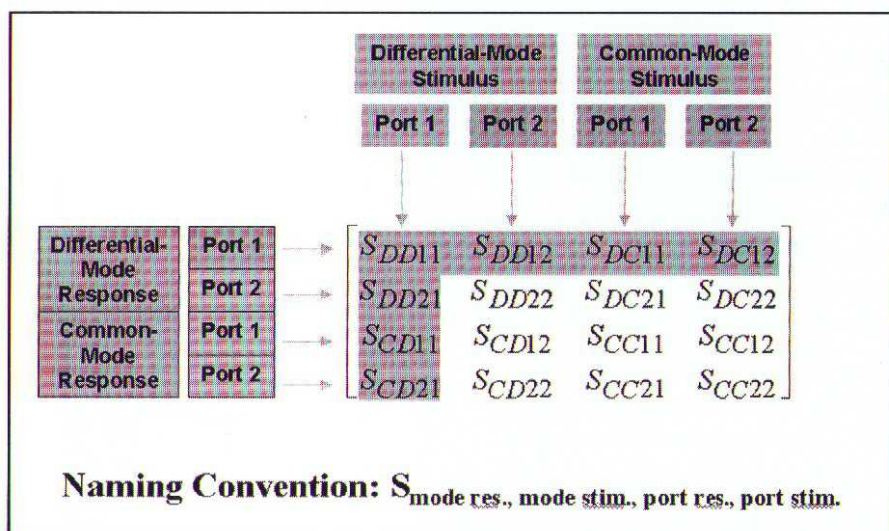
Bij de balun-gebaseerde techniek wordt de transformator tussen de differentiële poort van de DUT (te testen eenheid) en de asymmetrische poort van de analysator geplaatst. Hij converteert het asymmetrische signaal van de analysator naar een differentieel signaal dat naar de component gaat. Deze aanpak brengt een aantal problemen met zich mee. Eigenlijk zou het meetvlak zich bij de aansluitpunten van de component moeten bevinden. Dit is echter lastig te realiseren, omdat er geen standaard kalibratiemethoden voor de differentiële modus zijn. Hierdoor moet de kalibratie worden uitgevoerd bij de asymmetrische ingang van de balun. Als gevolg hiervan meet de analysator de kenmerken van de differentiële

component plus de transformator als één geheel. Ook deze balun heeft geen ideale eigenschappen wat betreft retourverliezen, invoegverliezen, amplitude- en fasebalans en bandbreedte. Daarmee wordt hij de belangrijkste beperkende factor bij de meting. Het meetvlak dient bij de aansluitpunten van de component te liggen, hetgeen niet mogelijk is bij gebruik van een balun. Bovendien laat de transformator geen gelijkfasige signalen door, zodat de componentparameters ten aanzien van modusconversie niet kunnen worden gemeten. De balun-methode geeft dus uitsluitend informatie over de differentiële modus van de component.

Een alternatieve aanpak is het gebruik van mathematische transformaties voor het converteren van asymmetrische data naar differentiële parameters. Dit wordt de mixed-modus s-parameter techniek genoemd. Hierbij worden zowel de gelijkfasige als differentiële parameters van de component bepaald. De meting komt overeen met asymmetrisch testen, het enige verschil is dat de stimuli worden

toegevoerd aan aansluitparen van de DUT in plaats van aan een enkel aansluitpunt. Dit gebeurt ofwel in de differentiële modus (tegenfase) of in de gelijkfasige modus. Er is dus geen fysiek onderscheid tussen het aanbieden van differentiële en asymmetrische stimuli. In feite wordt elk afzonderlijk signaal aan elk van de poorten aangeboden, waarna de analysator de respons meet. De asymmetrische uitkomsten worden vervolgens getransformeerd naar mixed-modus informatie. In wezen probeert de mixed-modus s-parametertechniek met een differentiële stimulus op een differentiële poort de bijbehorende symmetrische en asymmetrische responsies van alle poorten van de component te bepalen. En ook bij een gelijkfasige stimulus wordt geprobeerd beide typen respons vast te stellen. Een mixed-modus s-matrix kan op een soortgelijke manier worden ingedeeld als een asymmetrische s-matrix. De kolommen en rijen representeren daarin respectievelijk de verschillende stimulus- en responscondities (afb. 3). In tegenstelling tot het asymmetrische voorbeeld beschouwt de mixed-modus s-matrix niet alleen de poort maar ook de modus van het signaal bij elke poort.

Afbeelding 4 Als de vierpunts matrix wordt geconverteerd naar een driepunts matrix, moeten de differentiële en gelijkfasige modi van de differentiële poorten alsmede de enkele modus van de asymmetrische poort worden beschouwd. De s-matrix wordt ook bij deze configuratie ingedeeld met de stimuli in de kolommen en de responsies in de rijen.

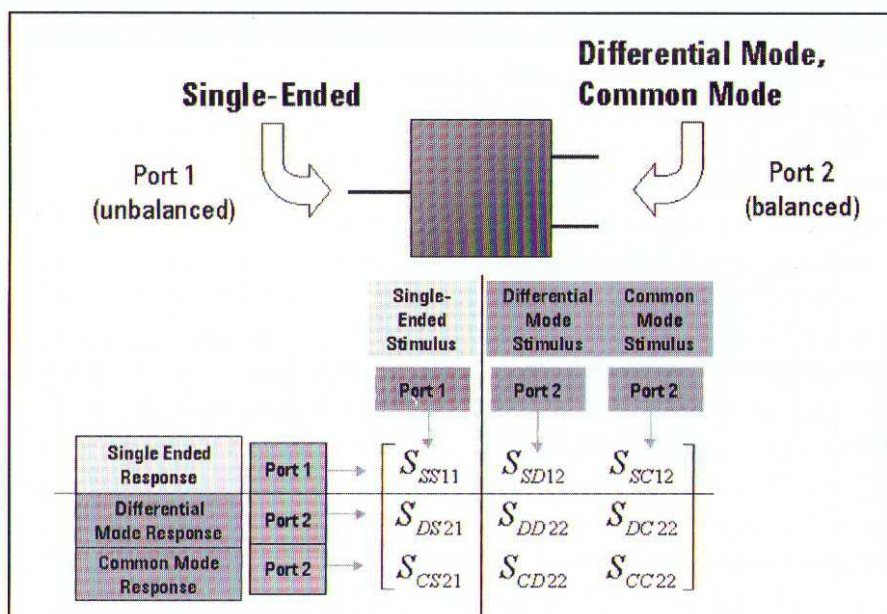


Afbeelding 3 Een mixed-modus s-matrix kan op dezelfde manier worden ingedeeld als de asymmetrische s-matrix, waarbij elke kolom staat voor een andere stimulusconditie en elke rij een responsconditie representeert.

Ook de aanduidingsconventies bij mixed-modus s-parameters zijn enigszins aangepast. De namen moeten zowel modusinformatie als poortinformatie bevatten. Daarom beschrijven de eerste twee indices in de matrix respectievelijk de modus van de respons en de stimulus, terwijl de volgende twee indices de poorten van de respons en de stimulus aangeven. Een complete mixed-modus matrix bevat de volledige set lineaire karakteristieken van een differentieel tweepoorts netwerk.

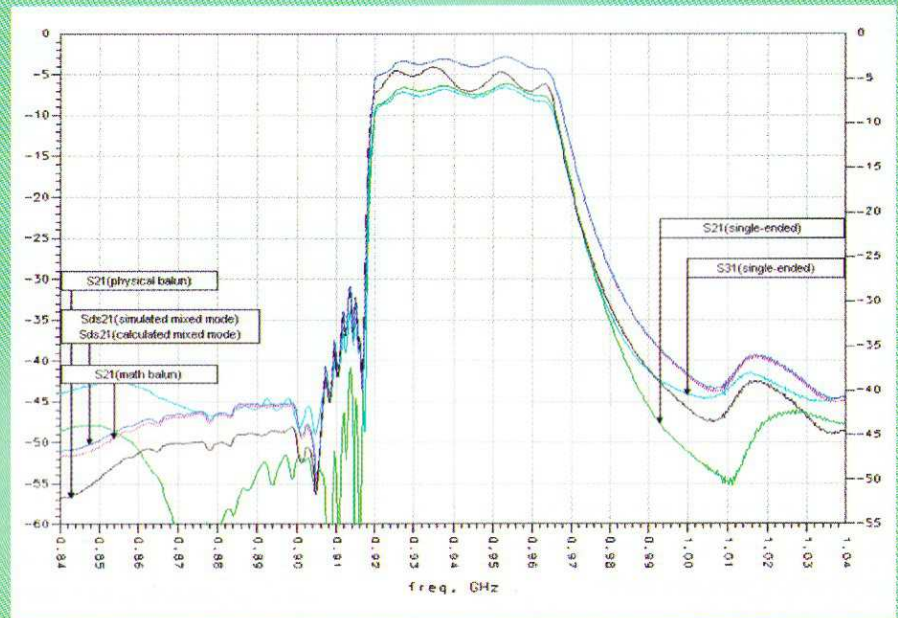
Differentiële meettechnieken

De hieronder beschreven technieken die worden toegepast om een differentiële component te meten, zijn gebaseerd op de metingen die zijn uitgevoerd op een driepunts SAW-filter in een LTCC-antenneschakelaar met behulp van een Agilent PNA-serie vectornetwerkanalysator. De resultaten zijn weergegeven in de afbeeldingen 5 en 6.



Een eenvoudige uitbreiding op het mixed-modusconcept maakt het mogelijk met componenten te werken die een combinatie van symmetrische en asymmetrische poorten hebben, zoals het geval is bij een SAW-filter. De vierpunts matrix kan worden geconverteerd naar een driepunts matrix, door de differentiële-modus stimulus en respons van poort 1 te verwijderen, zoals weergegeven door de grijze rij en kolom in afbeelding 3. In dit scenario moeten de symmetrische en asymmetrische modi van de differentiële poorten en een enkele modus van de asymmetrische poort worden beschouwd.

De s-matrix (afb. 4, zie vorige pagina) voor een dergelijke component is ingedeeld met de stimuluscondities in de kolommen en de responscondities in de rijen. Daarbij wordt aan de modus van de asymmetrische poort gerefereerd met een S voor 'single-ended' in plaats van een C voor 'common-mode', omdat voor deze poort maar één modus mogelijk is. Twee kolommen en twee rijen beschrijven elke differentiële poort en een enkele kolom en rij be-



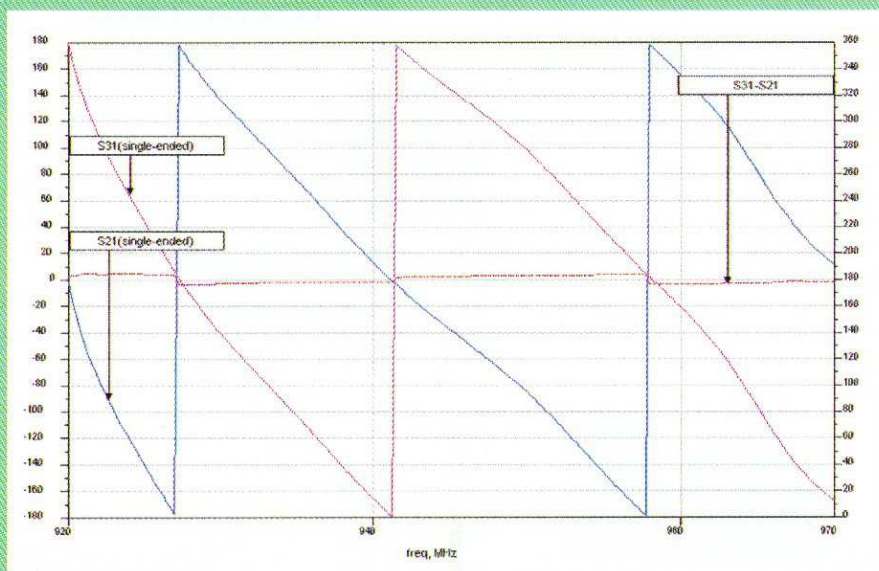
Afbeelding 5 De offset tussen de waarden van S31 en S21 geeft de balans tussen de twee aansluitingen die de betreffende poort vormen. Ook bevat de afbeelding een vergelijking tussen de balun- en mixed-modus methoden.

schrijven iedere asymmetrische poort. In dit geval staan de vier parameters in de hoek rechtsonder voor de vier soorten reflectie die mogelijk zijn bij een symmetrische poort. De enkelvoudige parameter in de linkerbovenhoek beschrijft de reflectie van een asymmetrische poort. Ten slotte beschrijven de vier overige parameters de differentiële en gelijkfasige transmissiekarakteristieken in beide richtingen.

Asymmetrische methode

De eenvoudigste manier om aan een differentiële component te meten, is door hem als een asymmetrische multipoorts bouwsteen te beschouwen. Dit is echter ook een tijdrovende methode, omdat meerdere tweepoorts metingen nodig zijn voor een volledige karakterisering. Bovendien kunnen de uitkomsten misleidend zijn, omdat de asymmetrische data niet noodzakelijk representatief zijn voor de eigenschappen van de component als deze in een van zijn differentiële modi werkt. Dergelijke verschillen kunnen optreden, omdat de asymmetrische gegevens geen nauwkeurige informatie over de differentiële werking geven. Zo is S21 het invoegverlies van de antenneaansluiting (terminal 1) naar de rx+-aansluiting (terminal 2). Dat is echter niet hetzelfde als het invoegverlies van de antenne naar de differentiële poort. In afbeelding 5 is er een offset tussen de waarden van S31 en S21, die

Figuur 6. Het faseverschil tussen de twee aansluitpunten (S31 en S21) van de differentiële poort, asymmetrisch gemeten volgens de asymmetrische methode.



staan voor de overkoepelende balans tussen de twee aansluitingen die samen een differentiële poort vormen. Deze offset kan worden veroorzaakt door een asymmetrische opbouw van de DUT, resulterend in slechtere differentiële prestaties. In het ideale geval hebben S31 en S21 dezelfde amplitudekarakteristieken.

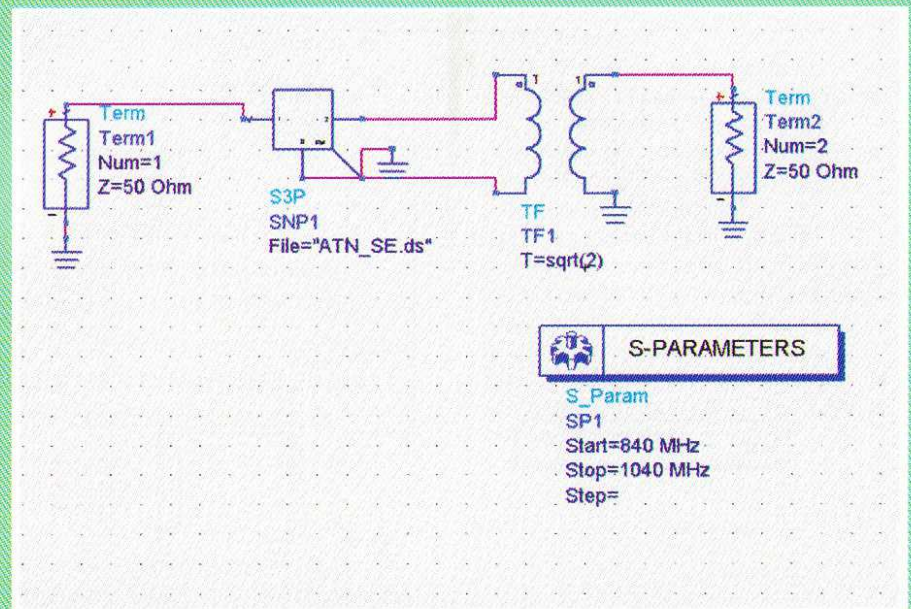
Delta-methode

Bij de delta-methode worden de asymmetrische fasekarakteristieken tijdens transmissie gemeten. De topologie van de meeste differentiële componenten zal een maximum stellen aan de elektrische lengte van de twee aansluitingen die de symmetrische poort vormen, om ervoor te zorgen dat het faseverschil van 180 graden gewaarborgd is. Deze parameter houdt rechtstreeks verband met de prestaties van de component in de differentiële modus.

Afbeelding 6 (vorige pagina) toont het faseverschil tussen de twee aansluitingen (S31 en S21) bij asymmetrische meting van de differentiële poort, op dezelfde manier als bij de asymmetrische methode. Het faseverschil tussen de twee aansluitingen zou 180 graden moeten bedragen. Als gevolg van asymmetrieën in de DUT is het faseverschil niet exact 180 graden. Ook geeft de delta-methode geen inzicht in de volledige mixed-modus s-parametermatrix.

Fysieke-balunmethode

Zoals eerder besproken, kan een transformator worden gebruikt om de asymmetrische poort van de netwerkanalysator te converteren naar de symmetrische poort van de



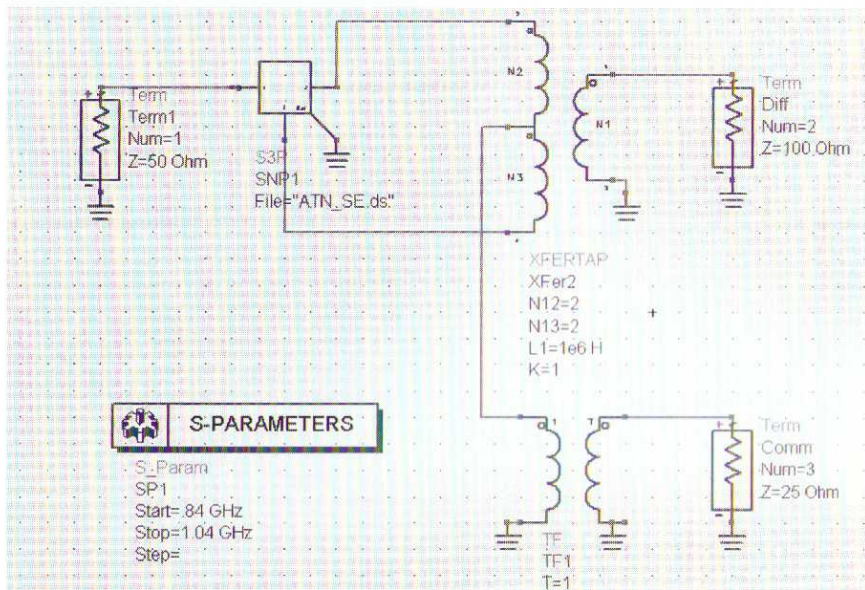
Afbeelding 7 Als asymmetrische informatie wordt geïmporteerd in de simulator van Agilent's Advanced Design System (ADS), kunnen de gegevens worden getransformeerd naar differentiële data door gebruik te maken van een gesimuleerd baluncircuit.

component. Daarbij wordt de impedantie van de differentiële bouwsteen getransformeerd naar de impedantie van het meetinstrument. In dit geval is de poortimpedantie van de DUT 100 ohm en die van de analysator 50 ohm. Deze methode geeft de differentiële karakteristieken van de component met een redelijke nauwkeurigheid, maar verschaft geen informatie over de gelijkfasige eigenschappen. Bovendien hangt de precisie van de meting sterk af van het referentievlak bij de kalibratie en van de karakteristieken van de balun.

Mathematische 'ideale balun'-methode

De symmetrische meetgegevens kunnen ook worden geïmporteerd in een circuitsimulator, zoals Agilent's Advanced Design System (ADS). Deze informatie kan dan worden getransformeerd naar differentiële data, door een balun-

circuit in de simulator te gebruiken (afbeelding 7). Net als bij de fysieke-balunmethode kunnen hierbij de gelijkfasige eigenschappen van de DUT niet worden gemeten. De gesimuleerde balun is een ideaal circuit zodat de gelijkfasige impedantie oneindig is (waarbij de niet bij de middenaftakking gemeten reflectiecoëfficiënt gelijk is aan +1). Elk asymmetrisch signaal aan de uitgang van de component zal reflecteren bij de balun en mogelijk bij de uitgang verschijnen als foutsignaal, afhankelijk van de mixed-modus kenmerken. Hetzelfde geldt ook bij het gebruik van een fysieke balun, maar de verschillende karakteristieken die deze kan hebben zullen zorgen voor variaties in de reflectiecoëfficiënt. De mixed-modus prestaties kunnen met een transformator niet worden gemeten. Het is daarom niet mogelijk vast te stellen wat het foutsignaal kan zijn. Dat is tevens het geval bij een aan de middenaftakking gemeten balun, waar de reflectiecoëfficiënt -1 is.



Figuur 8. Een circuitsimulator kan ook worden gebruikt voor het meten van de mixed-modus parameters van een differentiële component.

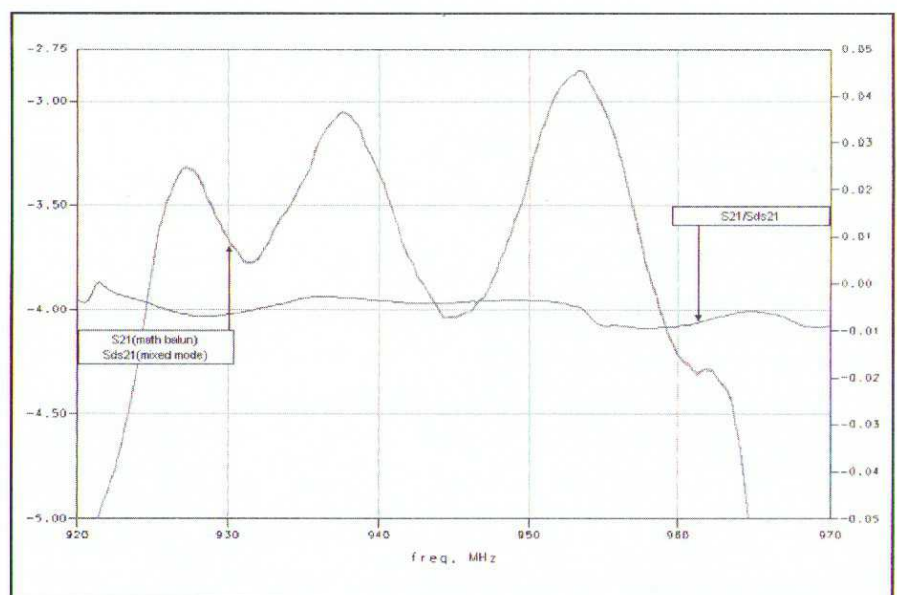
Gesimuleerde mixed-modus methode

Een circuitsimulator kan ook worden gebruikt voor het meten van de mixed-modus parameters van een differentiële component (afb. 8). Hierbij wordt een balun met middenaftakking toegepast voor de conversie naar differentiële modus. Deze voorziet tevens in het mechanisme voor de gelijkfasige termen. De gelijkfasige conversie vindt plaats bij de middenaftakking van de balun. Door de karakteristieken van de

transformator, zullen op dat punt alleen de gelijkfasige signalen verschijnen. Deze kunnen vervolgens via een balun worden afgesloten met een 25-ohm impedantie, de gebruikelijke waarde voor een SAW-component. Met deze configuratie is het mogelijk alle mixed-modus karakteristieken van de DUT te meten. Hij voorziet bovendien in de juiste afsluiting van de differentiële en gelijkfasige signalen, zodat de modusconversie niet leidt tot de foutsignalen die bij de balun-methode optreden.

Berekende mixed-modus s-parameter-methode

Bocklemann en Eisenstad [1.] hebben een methode geanalyseerd voor het converteren van de asymmetrische data naar mixed-modus gegevens met behulp van mathematische algoritmen. Deze representeren de relatie tussen de golfvormen die met een standaard vectornetwerkanalysator worden gegenereerd en de bijbehorende gelijkfasige en differentiële golfvormen die de mixed-modus s-parameters bepalen. Deze aanpak biedt grote voordelen vanwege de snelle en eenvoudige conversiemethode. Er is geen circuitsimulator voor nodig, zodat de omzetting in real-time kan gebeuren via een bibliotheek met gecompileerde rekenfuncties. Dat maakt het mogelijk om bijvoorbeeld de mixed-modus s-parameters van een differentiële component nauwkeurig te meten als onderdeel van de productielijn, waar de snelheid en de precisie van de differentiële metingen zwaar wegen.



Figuur 9. De fout die ontstaat bij de modusconversie van de DUT, valt te berekenen door de mathematische balunuitkomsten te vergelijken met de mixed-modus resultaten.

Methodes vergeleken

De gesimuleerde en berekende mixed-modus metingen leiden tot dezelfde resultaten. Dat is ook te verwachten, omdat beide benaderingen voorzien in alle differentiële karakteristieken van de DUT. Echter, de berekende mixed-modus methode heeft geen circuitsimulator nodig om de conversie uit te voeren. Afbeelding 9 toont een vergelijking van de mathematische balunmethode versus mixed-modus s-parameters. De fout die door de modusconversie wordt veroorzaakt is duidelijk zichtbaar en dat is de oorzaak dat de balunmethode niet nauwkeurig is. Door te werken met berekende mixed-

modus s-parameters kan een differentiële component snel en nauwkeurig in al zijn modi worden gekarakteriseerd.

In het tweede artikel van deze serie, dat u verderop in deze uitgave aan kunt treffen worden de foutinvloeden van de verschillende meetmethoden in detail geanalyseerd, inclusief aspecten als onjuiste afsluiting van de derde poort en fixtures.

[1.] D. E. Bocklemaun, W. R. Eisenstadt: Combined Differential and Common-Mode Scattering Parameters: Theory and Simulation, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-43, juli 1995.

Over de auteur:

Loren Betts kwam in dienst bij Agilent Technologies in 1997, nadat hij als ingenieur in de computerwetenschappen was afgestudeerd aan de University of Alberta in Canada. Hij is nu werkzaam als applicatiespecialist bij Agilent Technologies, waarbij hij zich toelegt op netwerkanalysatoren. Daarnaast volgt hij een studie aan Stanford University voor een masters-titel elektrotechniek. Hij is bereikbaar via telefoonnummer (00) 1.707.5772828 en via emailadres loren_betts@agilent.com.



KINAX 2W2:

“verdraaid”

vernuftig

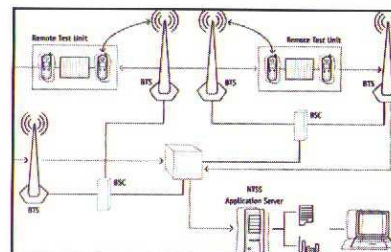
De te meten hoek voor o.a. roerstanden en klepstanden, of in het algemeen het bepalen van een X en Y richting, is vaak een belangrijke meting. Door de hoeveelheid en complexiteit aan bestelopties diende men tot nu toe exact op te geven hoe de transmitter geleverd diende te worden. Dat is nu verleden tijd door de programmeerbare KINAX 2W2. Opties zoals de te meten hoek, het uitgangssignaal, de draairichting en nulpunt zijn van cruciaal belang voor correct functioneren. De KINAX 2W2 biedt flexibiliteit met betrekking tot bovengenoemde specificaties.

Deze specificaties zijn programmeerbaar via een softwarepakket in de talen Nederlands, Engels, Duits en Frans. Maar de 2W2 biedt meer dan dat: o.a. V-curves, klant specifieke curves, S-curves en het simuleren van het uitgangssignaal zijn standaard programmeerbaar.

Ook kan men de gemeten waarde monitoren op het beeldscherm, waarbij tevens deze waarden naar Excel te exporteren zijn, voorzien van datum en tijdsaanduiding.

Testsystemen voor de Air Interface

Deze week tekenden Condat en Tucana Telecom een distributiecontract voor de Benelux en Frankrijk. Met het Condat programma wordt Tucana's aanbod in meet & testsystemen voor de telecommunicatie verder uitgediept en omvat nu ook de air-interface. Condat, met haar hoofdvestiging in Berlijn - Duitsland, biedt testsystemen voor mobiele GSM/GPRS/UMTS netwerken. De systemen meten, analyseren en testen automatisch de mate waarin het netwerk belast kan worden alsmede de netwerkqualiteit. Gelijktijdig worden onderhoud- en beheerfuncties van de aparte netwerkcomponenten ondersteund. Naarmate het verkeer op een mobiel netwerk toeneemt en het netwerk zelf complexer en uitgebreider wordt, gaan de betrouwbaarheid van het net en het juist functioneren van de service een grotere rol spelen in de concurrentiepositie van de aanbieders. Testsystemen die een afname in de service kwaliteit kunnen meten nog vóórdat de gebruiker hiermee wordt geconfronteerd, zijn onmisbaar geworden voor zowel netwerk operators als de fabrikanten van de netwerk componenten. Condat testsystemen sporen de zwakke punten uit uw netwerk op en versterken ze. Meer informatie: Info@tucana.com, www.tucana.com

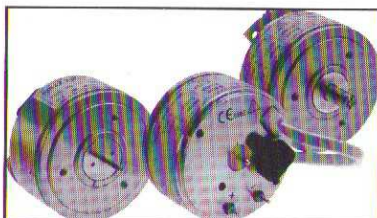


Het capacitieve, en daarmee contactloze meetsysteem slijt niet en is daarmee onderhoudsarm.

De KINAX 2W2 zal ook ingebouwd

worden in een zeer robuuste behuizing welke de KINAX WT717 zal gaan heten. Deze uitvoering is stof- en water dicht (IP67) en bezit zeer goede eigenschappen met betrekking tot g-krachten en trillingsbestendigheid.

Meer informatie: GMC-Instruments Nederland B.V., info@nl.gmc-instruments.nl, www.gmc-instruments.nl



Differentiële meettechnieken vergeleken

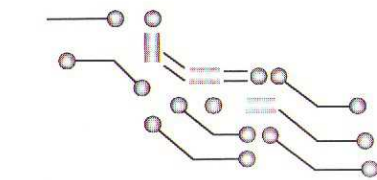
Deel 2: Theorie en analyse van differentiële meettechnieken

In deel 1 van deze korte serie werden differentiële componenten en bijbehorende meettechnieken geïntroduceerd. Hierbij kwam naar voren dat karakterisatie met de mixed-modus methode voor alle parameters het hoogste detailniveau geeft. Deze aanpak heeft niet de meetafwijkingen die de baluntechniek met zich meebrengt. Ook biedt hij informatie over zowel de differentiële als de gelijkfasige prestaties van de component. Dit tweede deel zal verder ingaan op de verschillende methoden. Daarbij ligt de nadruk op foutbronnen tijdens de meting en de invloed daarvan. Inzicht in deze fouten is van belang om ze op de juiste manier te kunnen kwantificeren en te minimaliseren bij het meten aan een differentiële component.

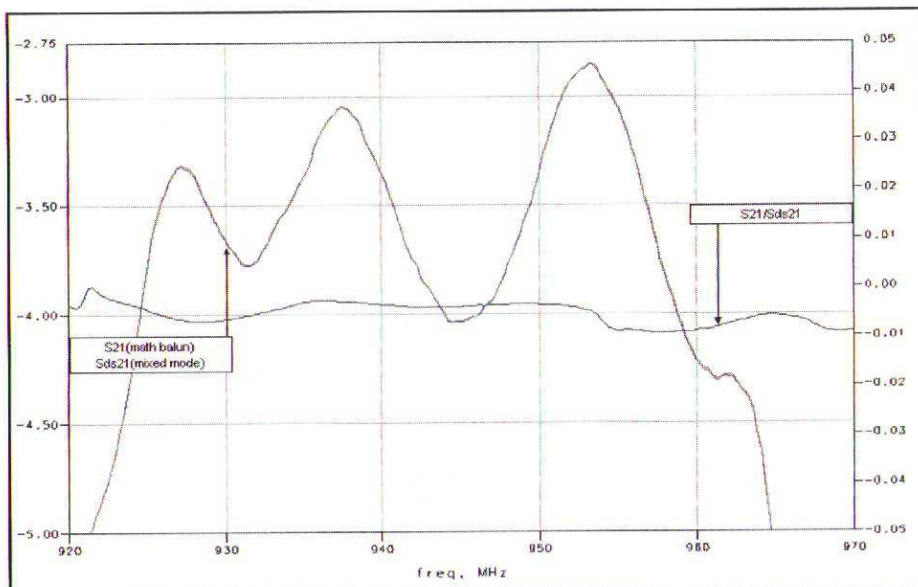
Balun- versus mixed-modus methode

In het vorige artikel werd duidelijk dat de uitkomsten van mathematische balun- en mixed-modus metingen van elkaar verschillen, zoals weergegeven in afbeelding 1. Bij de DUT (te testen eenheid) treedt modusconversie op, en in combinatie met de balun leidt dat tot een meetfout. Dit effect wordt nu in meer detail onderzocht. Dat gebeurt door hetzelfde driepunts SAW-filter als in deel 1 nader te

analyseren. Stel dat we het differentiële invoegverlies (S_{ds21}) van het filter willen meten met behulp van een balun die de differentiële uitgang converteert naar een asymmetrisch signaal voor de analyzer. Hier gaan we uit van een ideale balun die zelf geen invoegverliezen heeft. De netwerkanalyzer levert een signaal aan de asymmetrische poort van de component. Hierbij treedt verzwakking op als gevolg van het invoegverlies van de DUT. Het resultaat van de filtering komt beschikbaar aan de uitgang als differentieel signaal, dat met de balun weer asymmetrisch wordt gemaakt voor meting met de netwerkanalyzer. Dit is het resultaat zoals dat wordt verkregen met de balunmethode. Tegelijkertijd wordt een deel van het toegevoerde signaal omgezet naar gelijkfasige modus (S_{cs21}) aan de uitgang. Dit verschijnsel heet modusconversie. Het komt vervolgens bij de balun (S_{cc11}), die voor gelijkfasige signalen een reflectiecoëfficiënt heeft van +1. Een gearde aan de middenaftakking gemeten balun zou voor een gelijkfasige signalen een reflectiecoëfficiënt van -1 hebben. Als gevolg hiervan wordt dit signaal volledig gereflecteerd.



Afbeelding 1



Teruggekomen bij de uitgang van de DUT, wordt het gereflecteerde signaal deels geconverteerd naar differentiële modus (Sdc22). Het resultaat hiervan wordt door de balun geaccepteerd en naar de analyzer gevoerd. Er is derhalve sprake van een in theorie oneindige lus, gecreëerd door de Scc11 (balun) en de Scc22 (DUT). Dit zorgt voor tweede- en hogere-orde termen in de vergelijking, die kunnen worden geconsolideerd met behulp van een machtreeks. Omdat we proberen de pure differentiële eigenschappen van de component vast te stellen, zorgen deze signalen voor een fout bij de meting (zie afbeelding 2). Het totale gemeten signaal met fout wordt berekend met onderstaande set vergelijkingen (expressie 1):

$$\begin{aligned} \text{foutsignaal} &= S_{cs21} * S_{cc11_balun} * S_{dc22} + S_{cs21} * S_{cc11_balun} * S_{cc22} * S_{cc11_balun} * S_{dc22} + \dots \\ \text{foutsignaal} &= S_{cs21} * S_{dc22} * S_{cc11_balun} * (1 + (S_{cc22} * S_{cc11_balun})^1 + (S_{cc22} * S_{cc11_balun})^2 + (S_{cc22} * S_{cc11_balun})^3 + \dots) \\ \text{uitgeschreven als machtreeks: } &(1 + (S_{cc22} * S_{cc11_balun})^1 + (S_{cc22} * S_{cc11_balun})^2 + (S_{cc22} * S_{cc11_balun})^3 + \dots) = \frac{1}{1 - S_{cc22} * S_{cc11_balun}} \\ \text{foutsignaal} &= \frac{S_{cs21} * S_{dc22} * S_{cc11_balun}}{1 - S_{cc22} * S_{cc11_balun}} \\ \text{gemeten} &= S_{ds21} + \frac{S_{cs21} * S_{dc22} * S_{cc11_balun}}{1 - S_{cc22} * S_{cc11_balun}} \end{aligned}$$

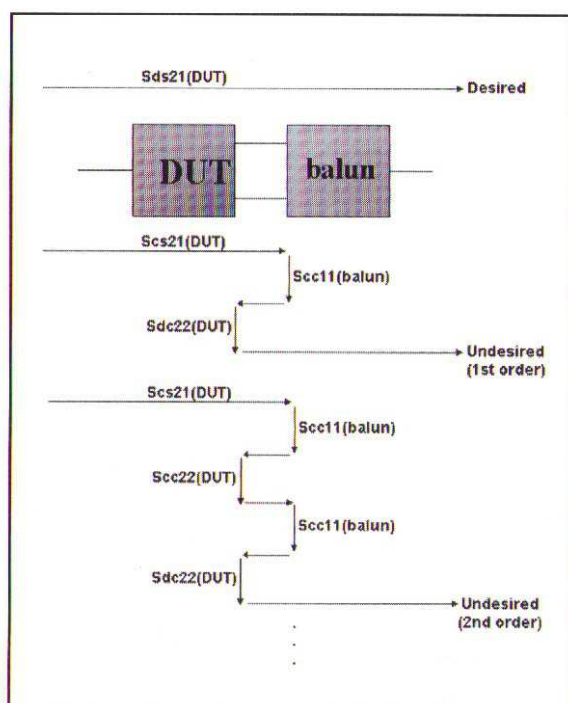
In het ideale geval zouden we het gelijkfasige signaal van de component volledig willen dempen (zoals beschreven in het eerste artikel), zodat het geen effect heeft op de andere meetmodi. Door mixed-modus s-parameters te gebruiken is het mogelijk het invoegverlies Sds21 nauwkeurig te bepalen, zonder invloed van de asymmetrische-modusfout.

Afbeelding 2

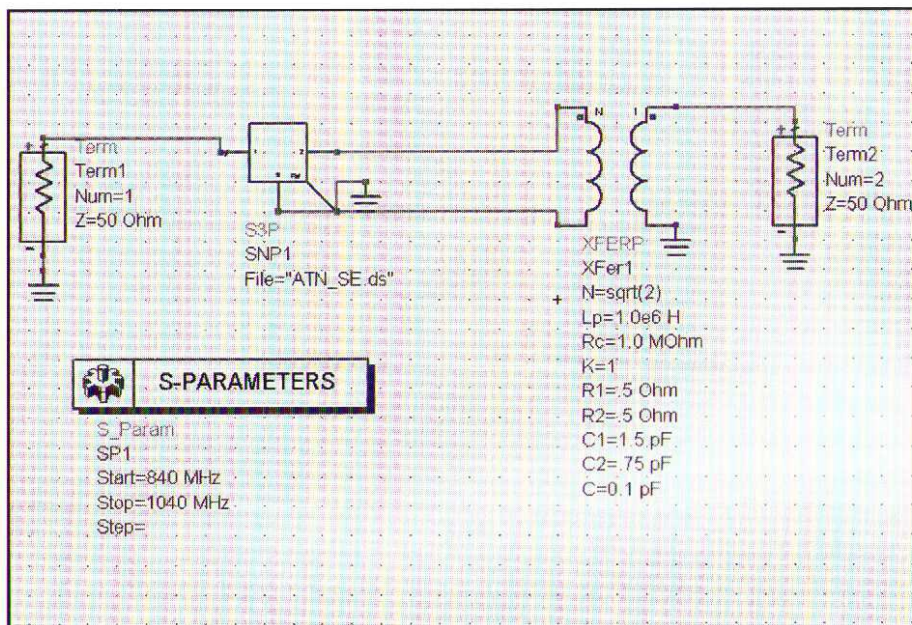
Fysieke versus ideale versus niet-ideale balun

Tot nu toe is gebleken dat als gevolg van reflectie en modusconversie zelfs een ideale balun een meetfout veroorzaakt. We zullen nu het effect onderzoeken van een meting waarbij een gesimuleerde niet-ideale balun wordt gebruikt, vergeleken met toepassing van een fysieke balun. Daarbij zijn voor de balun typerende kenmerken gehanteerd, volgens doorsnee specificaties van een fabrikant. Afbeelding 3 (volgende pagina) toont de simulatieopstelling voor de niet-ideale balun. De kalibratie is uitgevoerd bij de aansluitingen van

de analyzer, omdat er geen kalibratiestandaard is voor de differentiële modus. Opvallend is het verschil in meetresultaten van de Sds21-term van de DUT voor de drie verschillende balun-metingen (afbeelding 4, volgende pagina). Duidelijk is dat de niet-ideale en fysieke balun de uitkomsten zeer negatief beïnvloeden. Voor de verschillen in de metingen zijn twee hoofdoorzaken. In de eerste plaats gelden voor de balun nu niet-ideale mixed-modus s-parameters, zoals invoegverliezen en ingangsaanpassing. Een ideale balun is in werkelijkheid niet te realiseren en daarom moeten we feitelijke balun-parameters mee laten wegen om het effect dat zij hebben op de differentiële meting te laten zien. Ten tweede bevindt het kalibratievlak zich bij de aansluit-



punten van de balun en niet bij die van de DUT. Dit betekent dat de analyzer het driepunts SAW-filter en de balun samen als één component beschouwt. De uitkomsten hebben dan ook betrekking op de gezamenlijke parameters van filter en balun. Uit deze resultaten blijkt opnieuw het belang van het referentievlak voor kalibratie en de noodzaak van mixed-modus s-parameters.

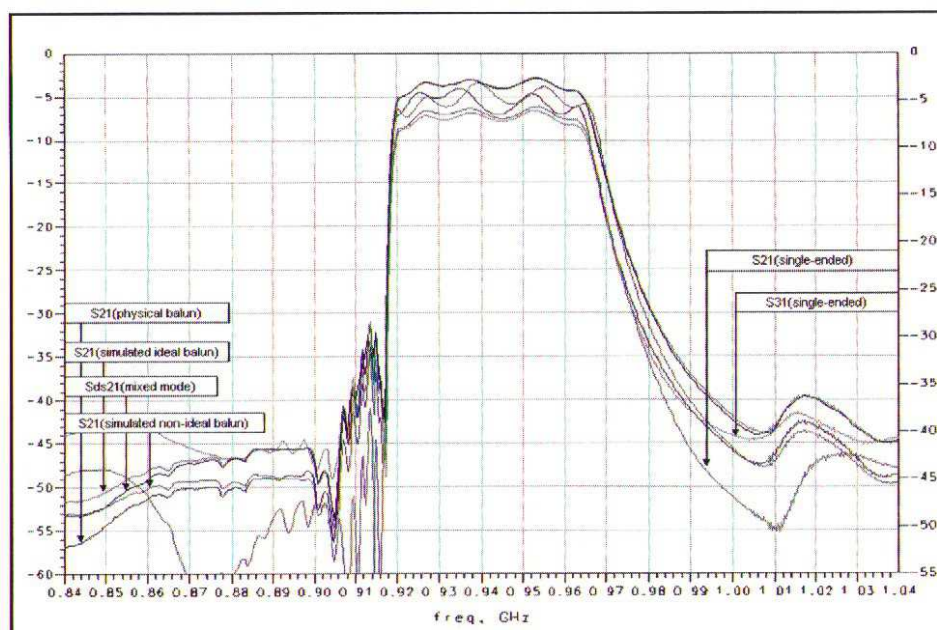


missielijnen naar de DUT langer is dan de andere twee. Het effect daarvan kan worden geanalyseerd door de simulator te gebruiken zoals getoond in afbeelding 5 (volgende pagina). Hierin representeert het transmissielijnelement in de simulator het verschil in de feitelijke lengte binnen de fixture. Dit verschil beïnvloedt een aantal mixed-modus parameters. Zo laat afbeelding 6 (volgende pagina) het resultaat zien van de aanpassing voor gelijkfasige naar differentiële modus (Sdc22) die, zoals hierboven beschreven, zorgt voor meetfouten bij het gebruik van een balun. Wat opvalt is dat de offset binnen de fixture heeft geleid tot een verslechtering van de Sdc22-term. Bij gebruik van een balun zou dit een verdere toename van de meetfout betekenen. Hetzelfde effect treedt op bij een differentiële component die niet volledig symmetrisch is. De niet-symmetrische kenmerken beïnvloeden de modusconversie op een vergelijkbare manier. Poortextensie en de-embedding zijn bruikbare benaderingen voor het compenseren van de fixture-effecten op een meting wanneer de kalibratie niet op de aansluitpunten van de DUT kan worden uitgevoerd. Sommige netwerkanalysers beschikken over ingebouwde voorzieningen voor poortextensie. Daarmee verleggen ze mathematisch het meetvlak, zodat dit achter het kalibratievlak komt te liggen, bij de aansluitpunten van de component. Deze extensie houdt niet alleen rekening met de elektrische lengte van de fixture, maar ook met de verliezen die hierbij optreden. Embedding en de-

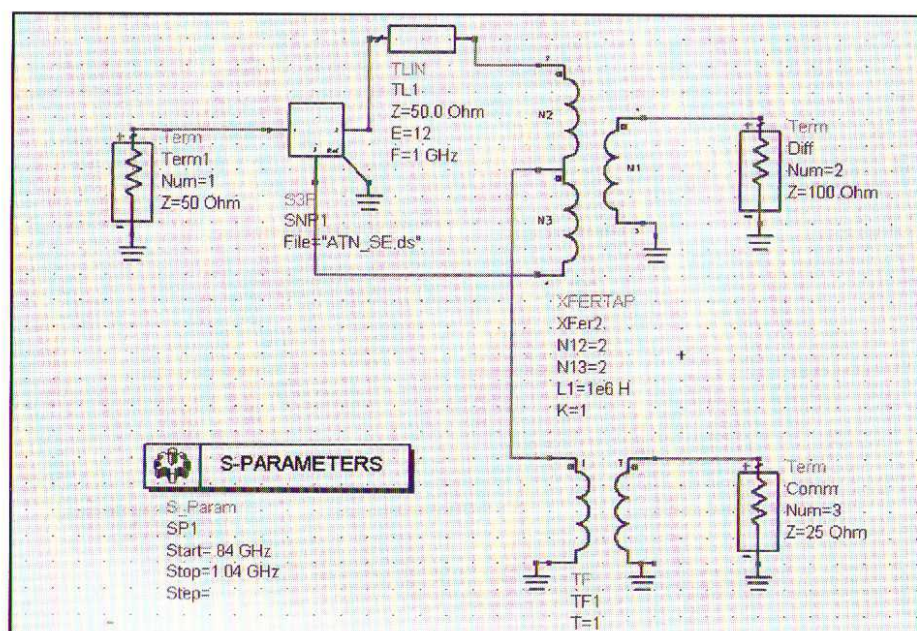
Testfixture en niet-symmetrische effecten

Ook de niet-ideale eigenschappen van de component en onjuiste karakteristieken van de fixture dragen bij aan de meetfout. In het ideale geval zouden we een kalibratie bij de aansluitpunten van de DUT willen uitvoeren. Vaak is dat echter lastig te realiseren, omdat dit specifiek ontworpen en gekarakteriseerde in-fixture standaard-

den vereist, samen met een bijbehorende definitie voor de kalibratiekit van de analyzer. Stel dat het driepunts SAW-filter zich in de fixture bevindt en dat de kalibratie is uitgevoerd op de ingangen van de fixture en niet in het ingangsvlak van de component. In dat geval zou de transmissielijn van de ingangen van de fixture dezelfde elektrische karakteristieken moeten hebben als die van de DUT, in het bijzonder waar het de differentiële poort van het SAW-filter betreft. Laten we even aannemen dat een van de differentiële trans-



Afbeelding 4



Afbeelding 5

embedding zijn andere technieken die de invloed van de fixture op de meting kunnen reduceren, door het meetvlak te verschuiven. In al deze gevallen moet het gekalibreerde meetvlak zich bij de aansluitpunten van de DUT bevinden.

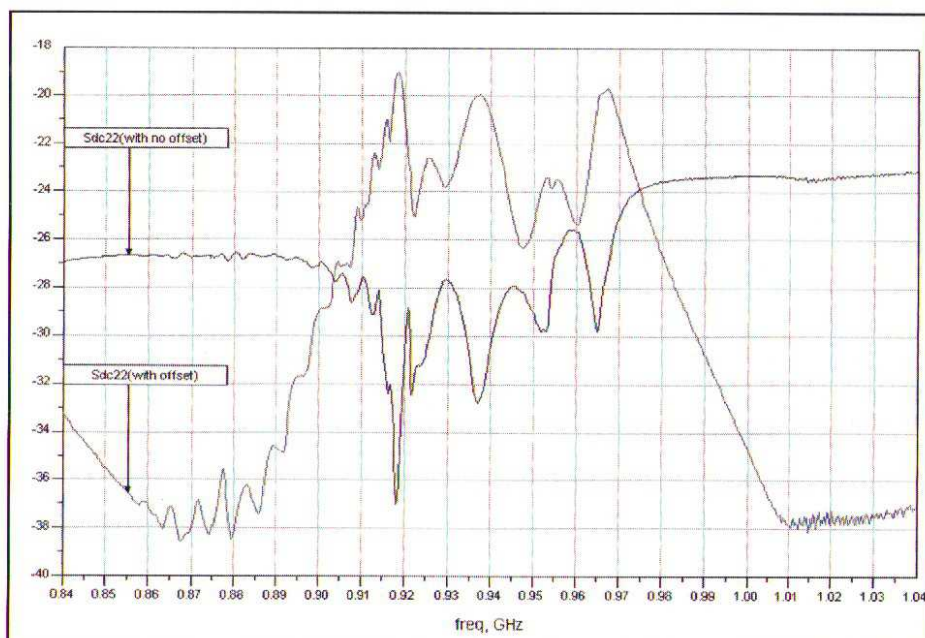
Foutcorrectie bij multipoorts componenten

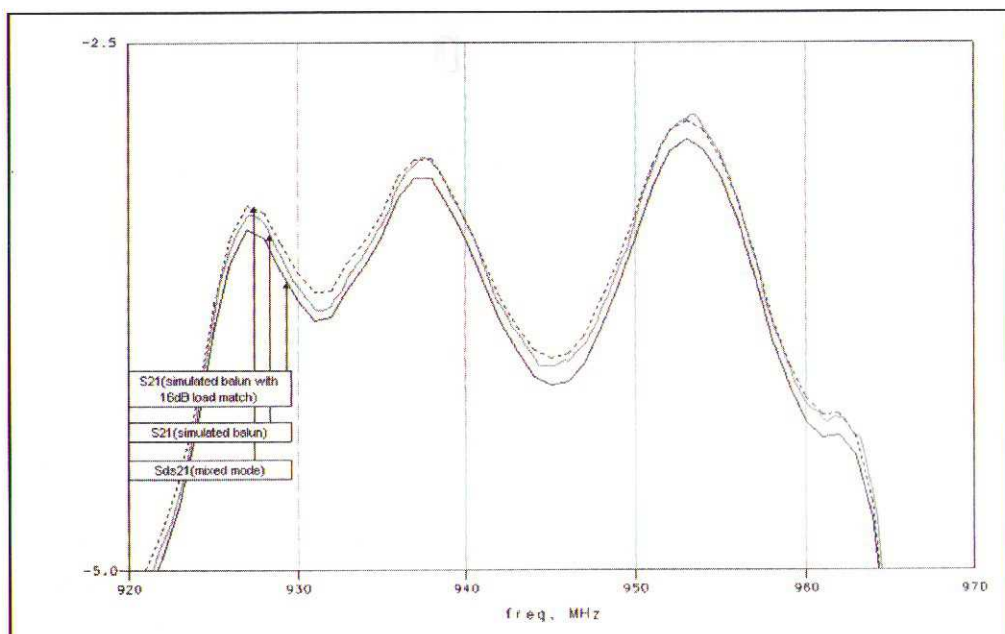
Bij het meten aan multipoorts componenten zijn de kalibratie- en foutcorrectietechnieken bijzonder belangrijk. De meeste netwerkkanalizers beschikken over twee aansluitingen. Zij bieden voorzieningen voor het nauwkeurig uitvoeren van tweepoorts kalibraties, gebruikmakend van methoden als SOLT en TRL. Het is van belang om inzicht te hebben in de correctietermen van de analyzer en de invloed daarvan op de meting, voor een nauwkeurig begrip van de meetresultaten. Bijvoorbeeld, de belastingaanpas-

sing van de analyzer is een zwaarwegende factor bij het meten aan een component. Na het uitvoeren van een tweepoorts SOLT- of TRL-kalibratie, zullen de meeste analyzers een gecorrigeerde belastingaanpassing hebben van zo'n 45 dB. Deze factor is belangrijk wanneer wordt geprobeerd een nauwkeurige meting uit te voeren in de doorlaatband van de component als het invoegverlies klein is. Bij het meten in de sperband is de belastingaanpassing minder overheersend. Dat komt doordat de

isolatie van de DUT zorgt voor een sterke verzwakking van elk gereflecteerd foutsignaal dat terugkomt van de aansluiting van de analyzer met belastingaanpassing. Dit aspect is van groot belang bij het meten aan multipoorts componenten. Vaak wordt een externe multipoorts tester aangesloten op een tweepoorts analyzer voor het meten aan een multipoorts component. Testconfiguraties voor dergelijke bouwstenen hebben in de regel een ongecorrigeerde belastingaanpassing op de HF-aansluitingen van 15 á 20 dB. Als een tweepoorts kalibratie wordt uitgevoerd en gebruikt voor het uitvoeren van een meting op een driepunts component met behulp van de multipoorts tester, dan zal de derde aansluiting van de DUT te maken hebben met een niet-gecorrigeerde ingang bij het testsysteem. Afhankelijk van de isolatie van de component kan dit meetfouten veroorzaken. Afbeelding 7 (volgende pagina) illustreert dit effect bij het meten aan een driepunts SAW-filter bij tweepunts foutcorrectie en een afsluiting van de derde aansluiting met een fysieke belasting met een retourverlies van 16 dB. Hoe groot de

Afbeelding 6





Afbeelding 7

fout is die op deze manier wordt geïntroduceerd, hangt niet alleen af van de systematische foutcorrectie van de analyzer, maar ook van de componentkarakteristieken. Als deze een hoge isolatie heeft tussen de gecorrigeerde en niet-gecorrigeerde aansluitpunten, dan zijn de effecten als gevolg van de 16-dB belastingaanpassing minder merkbaar. In het geval van een SAW-filter is er sprake van een relatief klein invoegverlies in de doorlaatband tussen de asymmetrische ingang en de twee uitgangslijnen die de differentiële poort vormen. Dat maakt een juiste poortafsluiting een belangrijke factor bij het realiseren van precisemetingen. Voor het bereiken van een hoge nauwkeurigheid is het nodig dat de derde aansluiting ofwel een zeer hoge kwaliteit belasting krijgt (retourverlies beter dan 40 dB) ofwel dat er een compensatie op wordt uitgevoerd, zoals een driepoorts foutcorrectie. In het ideale geval zouden we een driepoorts kalibratie op de DUT willen uitvoeren, zodat voor alle mogelijke systematische fouten wordt gecorrigeerd. Er zijn analyzers op de markt die de mogelijkheid bieden van het meten aan

multipoorts componenten met multipoorts correctie voor alle aansluitingen.

Methoden vergeleken

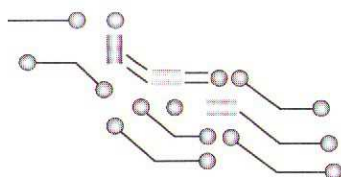
Het meten van differentiële componenten kan een interessante uitdaging zijn. Niet alleen willen we alle karakteristieken bepalen, maar ook zouden we alle invloeden willen uitschakelen die de fixture op de meting kan hebben. Dit is mogelijk door middel van een in-fixture kalibratie ofwel door poortextensie voor het verleggen van het kalibratievlak ofwel door de-embedding, waarmee de fixture uit de meting wordt verwijderd en het meetvlak bij de aansluitpunten van de DUT wordt gelegd. Geblijven is dat er diverse technieken zijn waarmee de eigenschappen van een differentiële component kunnen worden gemeten. Asymmetrische s-parameters bieden onvoldoende nauwkeurigheid voor differentiële metingen, en het toepassen van een balun leidt tot slechtere meetresultaten als gevolg van de inherente karakteristieken van de balun en beperkingen bij de

kalibratie. Door gebruik te maken van een multipoorts netwerkanalyzer met mixed-modus s-parameters en de juiste kalibratietechnieken, is het mogelijk een differentiële component voor al zijn werkingsmodi snel en nauwkeurig te karakteriseren. De ENA-serie netwerkanalyzers van Agilent Technologies zijn in staat om mixed-modus s-parameters van differentiële componenten te meten.



Nauwkeurigheid van metingen van de netvoeding en de netvoedingskwaliteit verbeteren

Beknopt overzicht - Er zijn verschillende technieken mogelijk voor het kalibreren van meetinstrumenten voor netvoeding en netvoedingskwaliteit, zoals flikkermeters of apparatuur voor het meten van harmonischen:



Dave Coombes
Fluke Precision Measurement
Hurricane Way
Norwich
NR6 6JB
United Kingdom
david.coombes@fluke.com

- Een referentiemeetinstrument gebruiken voor metingen ter vergelijking met de UUT-metingen.
- De belasting variëren voor een statische, met impedantie geladen voedingsleiding om gewenste omstandigheden te induceren.
- De gewenste signalen genereren met een precisiesignaalbron.

In dit document wordt de derde optie behandeld. Deze methode kent enkele voordelen, maar tevens enkele uitdagingen voor een effectieve implementatie.

Inleiding

Nauwkeurige meting van elektriciteit wordt steeds belangrijker. Elektriciteit zelf speelt immers een steeds belangrijkere rol. Het is ook steeds belangrijker meer eigenschappen van elektriciteit te meten. Deregulatie en gedistribueerde stroomopwekkingssystemen zorgen namelijk voor steeds meer transacties bij het kopen en verkopen van elektriciteit. Kopers willen uiteraard weten waarvoor ze betalen en distributeurs willen zeker weten dat de geleverde netvoeding de integriteit van hun netwerk niet aantast. NIST heeft verklaard dat “aanvullende metingen met lage onzekerheidsfactor

nodig zijn om de accurate verkoop van netvoeding te waarborgen” en dat “ter ondersteuning van het contractbeheer nauwkeurigere metingen van standaardfactureringsparameters nodig zijn (zoals energie, vraag)”^[1].

Er zijn echter vele stuwende krachten actief waardoor deze metingen worden bemoeilijkt en foutgevoelig zijn. Netvoeding raakt steeds meer vervuild en vervormd. Metingen die verder gaan dan alleen de netvoeding en energie (zoals flikkermetingen) raken dan ook steeds meer in zwang.

Dit heeft uiteraard veel gevolgen. Op meetgebied springen twee zaken in het oog. Ten eerste het bewaren van de integriteit en het zoveel mogelijk wegnemen van de onzekerheden bij op zich welbekende metingen (netvoeding en energie) waarbij echter de huidige omstandigheden aanzienlijk verschillen van vroeger. Ten tweede het zorgen voor adequate onzekerheidsmetingen voor nieuwe soorten metingen, zoals flikkermetingen.

Bestaande methoden

Referentiemeetapparatuur

Het gebruik van referentiemeetapparatuur is een bekende meettechniek. Dezelfde meting wordt uitgevoerd met de UUT en met een referentie-instrument waarvan de onzekerheden goed zijn gedefinieerd. Uit een vergelijking van de twee metingen blijken de fouten in de UUT. Afhankelijk van de aard van de desbetreffende instrumenten en metingen kunnen de twee metingen tegelijkertijd worden uitgevoerd met behulp van een serieschakeling of parallelle schakeling, of na elkaar door middel van schakelen of door van instrument te wisselen. (afb. 1) Deze techniek wordt veel toegepast bij het meten van de netvoeding, vooral bij wattmeters en opbrengstmeters (kilowattuurmeters)

Problemen bij deze methode

Bij deze methode wordt ervan uitgegaan dat fouten en onzekerheden in de bron effectief zijn uitgesloten door voor metingen met de UUT en met het referentie-instrument dezelfde bron te gebrui-

ken. Bij meting van de netvoeding is de bron meestal de netvoedingsleiding of door middel van enige conditionering van de netvoedingsleiding afgeleid. Deze techniek is echter alleen steekhoudend onder de volgende omstandigheden:

(a) De netvoedingsleiding is zuiver en vervormingsvrij (geen ruis en interferentie en zuiver sinusvormig).

(b) De UUT wordt gebruikt voor metingen onder dezelfde omstandigheden als waaronder de kalibratie is uitgevoerd.

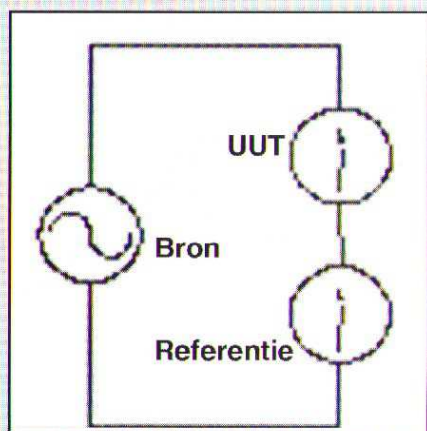
(c) De UUT en het referentie-instrument vormen dezelfde belasting voor de voeding. Als (a) niet waar is en de voeding niet zuiver is, kunnen verschillende responsmechanismen van effecten, zoals harmonische vervorming, verschillende resultaten voor de UUT en het referentie-instrument opleveren. Afhankelijk van het tijdstip van de dag varieert de harmonische vervorming in de netvoedingsleiding omdat de totale belasting verandert. Dit werkt fouten nog verder in de hand.

Als (b) niet waar is, wordt in feite een andere meting verricht dan waarvoor de UUT is gekalibreerd. De volgende situatie is niet ondenkbaar: een kilowattuurmeter wordt gekalibreerd in een meterwerkplaats waarbij de gebruikte voeding nagenoeg zuiver is zoals in (1) hierboven. De meter wordt

vervolgens toegepast in een gebied waar de kans op harmonische vervorming relatief groot is en er sprake is van veel harmonischen. Dr. P.S. Filipowski en P.W. Labaj van het NRC hebben tijdens een evaluatie van vier reactieve netvoedingsmeters bij een hoge mate van harmonische vervorming verschillen in de metingen waargenomen tot maar liefst 68%. [2]. Als (c) niet waar is, krijgen de UUT en het referentie-instrument bij een parallelle schakeling of het wisselen van instrument niet dezelfde stroom. Bij de serieschakeling is de ontwikkelde potentiaal voor de UUT en het referentie-instrument niet gelijk. In beide gevallen is er sprake van een meetfout.

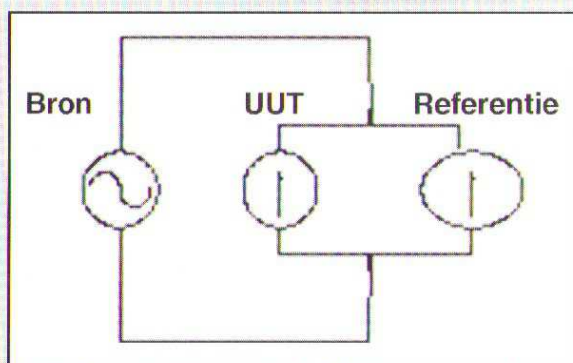
Geschakelde of variabele belastingen

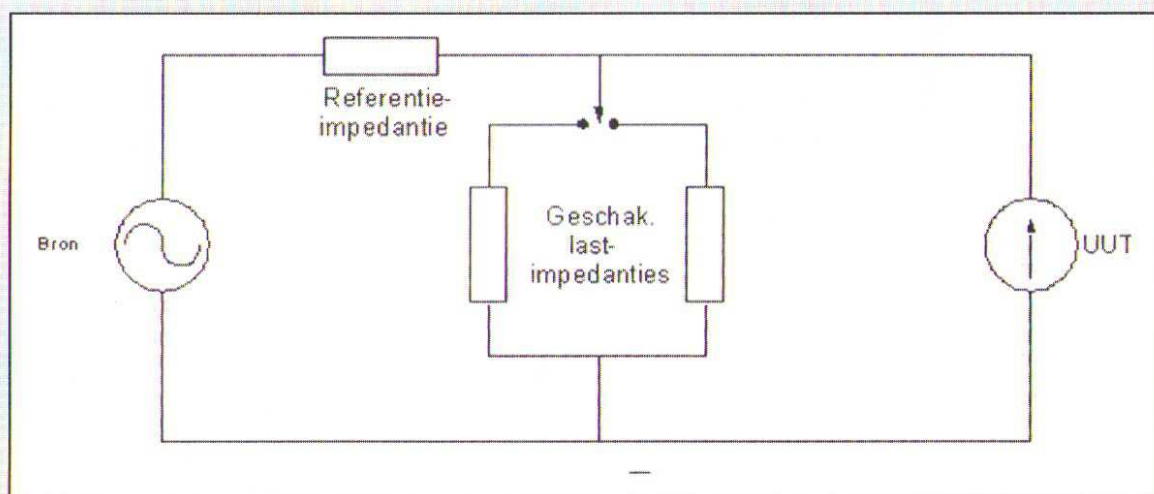
Deze techniek wordt vooral bij flikkermeters toegepast. Hierbij wordt een belasting geschakeld om een potentiaalverschil te ontwikkelen voor een referentie-impedantie. Dit simuleert de modulatie in netvoedingen die als flikker is geclassificeerd (afbeelding 2, volgende pagina). Zorgvuldige selectie van de referentie-impedantie en de geschakelde impedanties leveren voldoende nauwkeurige signalen om flikkermeters te kalibreren.



Afb. 1a Serieschakeling of parallelle schakeling maakt simultane metingen mogelijk.

Afb. 1b Van instrument wisselen kan gewenst zijn voor complexere apparaten.





Afb. 2 –
Kalibratiesysteem
voor
flickermeters.

Problemen bij deze methode

Ook deze methode is afhankelijk van een aantal voorwaarden:

(d) De netvoedingsleiding is volkomen zuiver en vervormingsvrij (geen ruis en interferentie en zuiver sinusvormig).

(e) De bronimpedantie is nagenoeg nihil.

Als (d) niet waar is, kunnen in de netvoeding aanwezige signaalartefacten nauwkeurige metingen verhinderen. Er zijn twee primaire mechanismen die de meting kunnen beïnvloeden. De aanwezigheid van een interharmonische in de netvoeding veroorzaakt een puls met de basisfrequentie van de netvoeding (en eventueel aanwezige harmonischen) en wordt door de flickermeter als flicker geïnter

preteerd. De voeding zelf kan uiteraard ook flicker bevatten. Als (e) niet waar is en er wordt een onzuivere signaalbron gebruikt, worden er aan de ingang van de flickermeter onjuiste modulatie-niveaus ontwikkeld (afbeelding 3 onder aan deze pagina).

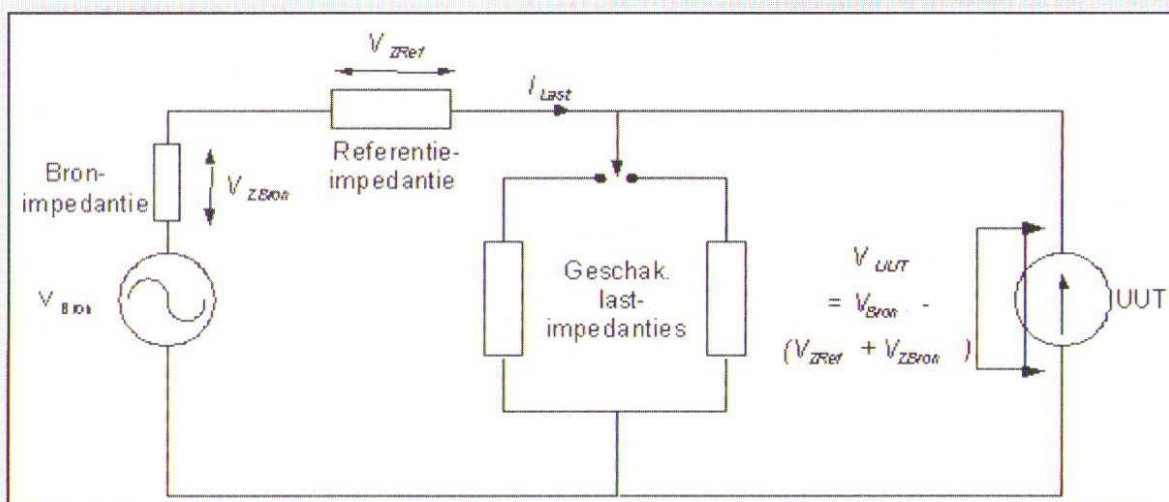
Beperkingen van beide methoden

Er is sprake van een toenemende behoefte aan de typering en verificatie van de prestaties van netvoedingsmeters bij verschillende vormen van vervorming en afwijkingen. IEC61000 – 4 – 30 (momenteel als concept beschikbaar) en IEEE P1159.1 schrijven beide voor dat meetinstrumenten voor de netvoedingskwaliteit bij simultane en meerdere typen

afwijkende signalen moeten worden gekalibreerd. Een flickermeter wordt bijvoorbeeld gekalibreerd bij gecontroleerde hoeveelheden harmonische vervorming. Hoewel de hierboven beschreven beperkingen in de nauwkeurigheid in sommige gevallen acceptabel kunnen zijn, voorziet geen van de tot dusver beschreven methoden in de mogelijkheid van kalibratie bij simultane degradaties.

Kalibratie door het genereren van signalen

Dit document presenteert een oplossing in de vorm van een kalibratiesignaalbron waarmee de genoemde problemen worden geëlimineerd. Het systeem is in



Afb. 3 –
Onjuiste
flickerniveaus
ontwikkeld bij
onzuivere
bron.

wezen een signaalbron die fantoomnetvoeding levert met een hoge nauwkeurigheidsgraad (afzonderlijke spanning en stroom) om netvoedingsmeters te kalibreren. Naast zuivere sinusvormige signalen kan het systeem ook in alle gangbare gedefinieerde vormen van degradaties van de netvoeding voorzien (variatie in frequentie, harmonische vervorming, interharmonischen, fluctuerende harmonischen, flikker en spanningsschommelingen). Het voorgestelde systeem kan worden gerealiseerd door het gebruik van golfvormgeneratoren voor willekeurige golfvormen en nauwkeurige versterkers die geregeld worden door middel van een digitale feedbacklus. (Afbeelding 4).

Problemen bij gemoduleerde signalen

Het gebruik van een digitale feedbacklus zorgt voor een mechanisme voor het behoud van de

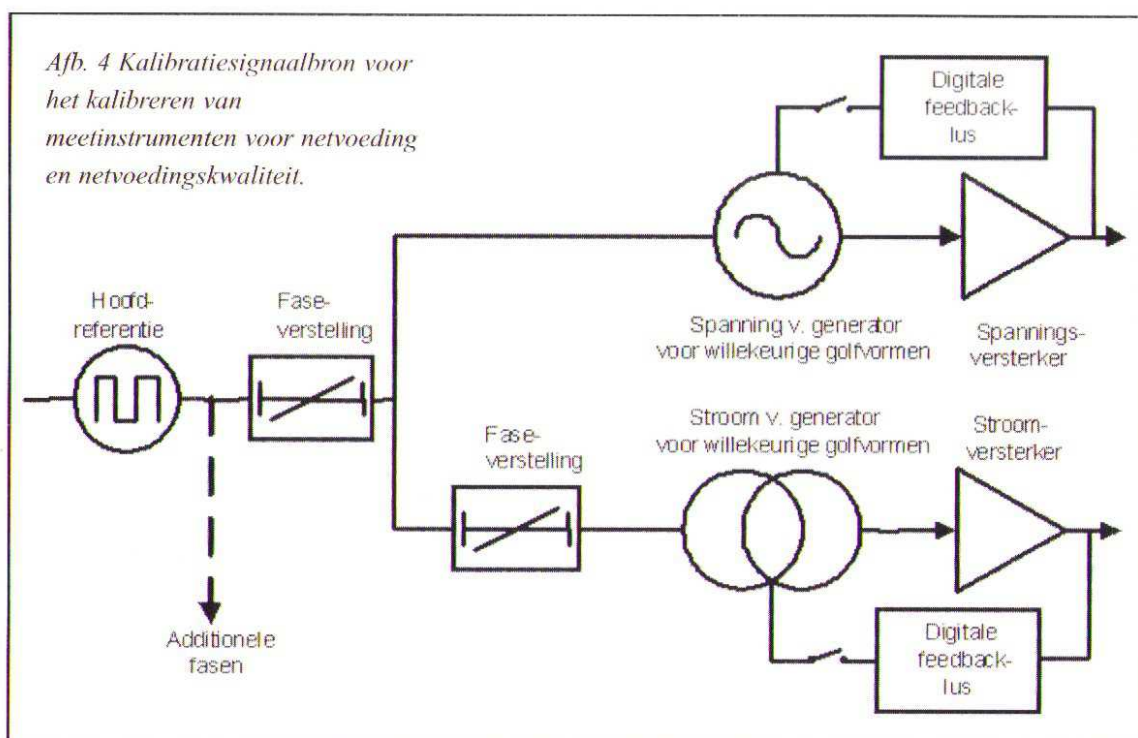
nauwkeurigheid bij complexe signalen, in het bijzonder signalen waaraan gespecificeerde hoeveelheden harmonische vervorming worden toegevoegd. Deze techniek maakt correctie mogelijk van verdere vervormingen door omzetting van digitaal naar analoog en versterking. Voor netvoeding zijn onzekerheden van 200 ppm mogelijk, bij sinusvormige en niet-sinusvormige signalen.

Voor signalen die amplitude-gemoduleerd zijn (zoals flikker, fluctuerende harmonischen en interharmonischen) zorgen deze technieken echter voor problemen. De feedbacklus zou eenvoudigweg proberen de gegenereerde afwijkingen te corrigeren. De digitale feedbacklus moet bij het genereren van deze typen signalen dan ook automatisch uitgeschakeld worden. Dit dient uiteraard om de nauwkeurigheid van het gehele systeem te reduceren, die zeer afhankelijk wordt van de nauwkeurigheid van de versterkers.

Voor het herstellen van een grotere mate van nauwkeurigheid kan het systeem op de belasting worden

aangesloten en kan een niet-gemoduleerd signaal worden toegepast. Met een actieve digitale feedbacklus worden onnauwkeurigheden en vervormingen in het systeem gecorrigeerd. Wanneer vervolgens een gemoduleerd signaal wordt geselecteerd, wordt de feedbacklus ontkoppeld maar blijven de correctiefactoren actief. Door het uitstekende versterkersysteem kan de algehele nauwkeurigheid van het systeem lang genoeg gehandhaafd blijven om een aantal metingen te verrichten. Er zijn diverse versterker-topologieën onderzocht om dit systeem te realiseren. Er is gekozen voor een transformatorloos ontwerp met gelijkstroomkoppeling. Bij dit ontwerp kunnen er door de lage frequentie zelf problemen ontstaan voor de gebruiker. Dit wordt hieronder nader uitgelegd. Wanneer de grondgolf (nominaal de voedingsfrequentie van 50 of 60Hz) amplitude-gemoduleerd is (zoals bij het genereren van flikker het geval is), worden tevens somen verschilffrequenties geproduceerd, d.w.z.:

Afb. 4 Kalibratiesignaalbron voor het kalibreren van meetinstrumenten voor netvoeding en netvoedingskwaliteit.



Als een golfvorm $m \cos \omega_m t$ een 'drager' $\cos \omega_c t$ moduleert, is het resultaat:

$$\cos \omega_c t (1 + m \cos \omega_m t) = \cos \omega_c t + \frac{m}{2} \cos(\omega_c t + \omega_m t) + \frac{m}{2} \cos(\omega_c t - \omega_m t)$$

Neem het geval waarin het modulerende signaal rechthoekig of vierkant is. Er zullen zich vreemde harmonischen voordoen in de modulerende golfvorm, waardoor de 'verschilperiode' (nagenoeg) nul is. Bij een vierkante golf van 20 Hz en modulatie van een drager van 60 Hz zal een gelijkstroomperiode optreden veroorzaakt door het verschil tussen de derde harmonische van de modulerende vierkante golf van 20 Hz en het signaal van 60 Hz. De amplitude van de gelijkstroomperiode is daarbij maximaal $1/3 * m/2$.

Hoewel dit volkomen juist en mogelijk voor sommige gebruikers gewenst is, zijn gelijkstroomcomponenten niet voor alle apparatuur geschikt. Als oplossing van dit probleem is het huidige voorstel real-time berekeningen uit te voeren als een gebruiker golfvormen definieert, om deze mogelijkheid aan te duiden. Gebruikers worden gewezen op de mogelijke aanwezigheid van gelijkstroom of componenten met zeer lage frequentie als en wanneer het huidige gedefinieerde signaal op de UUT wordt toegepast.

Voordelen van dit systeem

Het voorgestelde systeem biedt een aantal voordelen boven andere methoden:

- Vervorming in de netvoedingsleiding of bronimpedantie van de netvoedingsleiding die niet nul is, heeft geen gevolgen voor

de algehele meetnauwkeurigheid.

- Instrumenten kunnen worden gekalibreerd met signalen die representatiever zijn voor de signalen die worden gemeten.
- Kalibratie-onzekerheden door variaties in de belasting zijn grotendeels uitgesloten.
- Meerdere afwijkingen kunnen simultaan worden toegepast om de onderlinge afhankelijkheid tussen verschillende signaalsoorten te verifiëren, alsmede de mogelijkheid elke vorm van vervorming correct te onderscheiden en te meten.

Conclusie

Bestaande methoden voor het kalibreren van meetinstrumenten voor netvoeding hebben hun beperkingen, hoewel deze tot voor kort veelal onbeduidend waren. Door de ontwikkelingen in de elektriciteitsdistributie en de daarbij behorende transacties krijgen deze beperkingen meer invloed op de behoefte aan nauwkeurigere en complexere metingen. Een nieuwe aanpak door middel van het genereren van signalen in plaats van het vergelijken van metingen, elimineert vele oorzaken van meetonzekerheid. Bovendien kunnen op eenvoudige wijze metingen worden gekalibreerd waarvoor eerder weinig tot geen methoden bestonden.

Verwijzingen

- [1] NIST Deregulation Workshop, februari 2000.
[2] P. Filipinski, P. Labaj, "Evaluation of Reactive Power Meters in the Presence of High Harmonic Distortion", IEEE Transactions on Power Delivery, oktober 1992.



Een introductie in embedded web servers

Het zogenoemde "embedded internet" heft een grote aantrekkingskracht op gebruikers. Dit artikel legt het concept achter deze materie uit, waarbij gebruik wordt gemaakt van een eenvoudige applicatie als voorbeeld.

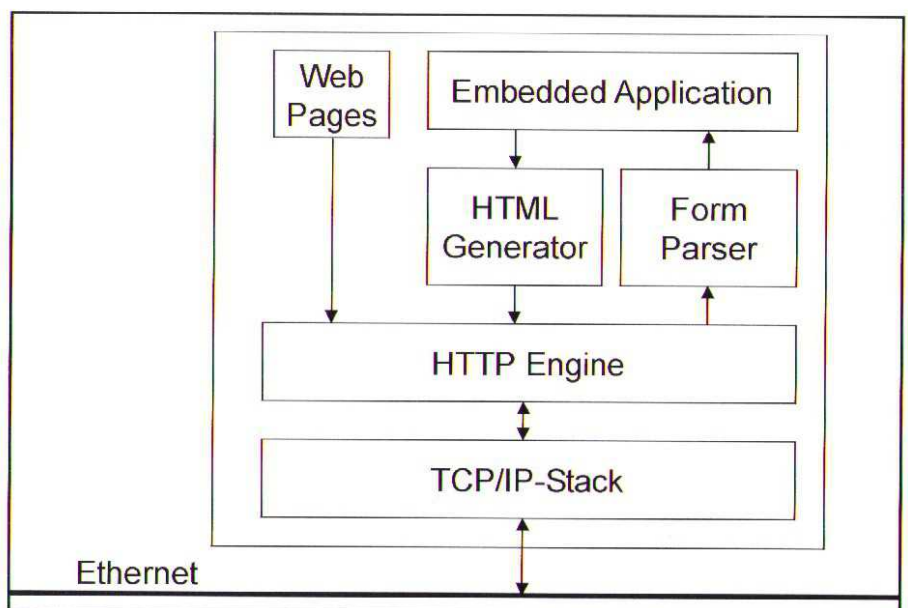
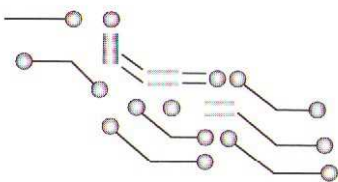
PC-based web servers zijn algemeen goed geworden. Elke PC die onder Windows, Linux of Unix draait kan als een web server worden toegepast. De overvloed aan applicaties die gebruik maken of zelfs een web server vereisen hebben geleid tot de ontwikkeling van zogenoemde "embedded" of "DIMM" PC's, allen ontworpen rond een kleine 80386-, 80486- of Pentium gebaseerde PC-kern. Het voordeel van een dergelijke benadering is dat de applicatie met behulp van een PC ontwikkelomgeving kan worden gegenereerd.

Een aantal applicaties vereist geen algemene web server. Bijvoorbeeld in applicaties waar een sensor of een eenvoudige uitlezing voldoende is. Voorbeelden hiervan zijn snoep- en trekautomaten en het op afstand diagnosticeren van fotokopieerders. In dergelijke gevallen is een 8 bit microcontroller, zoals de PIC16F877 uit de PICmicro product familie, een goedkoper en eenvoudiger oplossing. De hoeveelheid geheugen en systeemelementen van de PIC16F877 zijn voldoende om een TCP/IP stack en een HTTP server te implementeren.

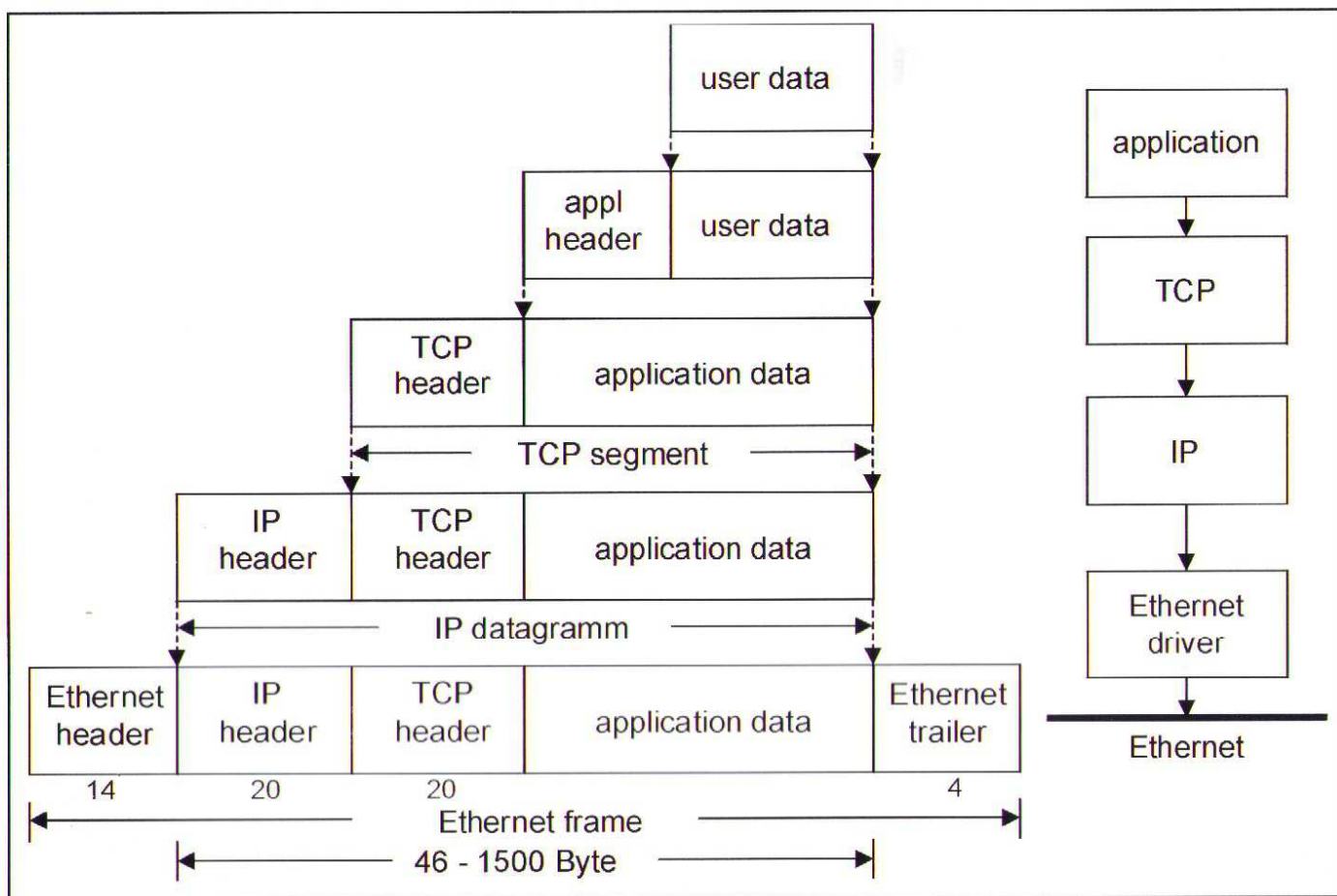
Op het moment date en embedded web server wordt gebruikt voor het onafhankelijk van het toegepaste platform maar wel met behulp van een browser besturen van een systeem, moet de server over een aantal componenten beschikken (zie afb. 1).

De gegevens of de informatie wordt via het internet naar de embedded web server gezonden. De data verschuift in de TCP/IP stack van de server en gaat verder naar de HTTP engine applicatie. De zogenoemde form parser extraheert de data uit de HTTP-tekst voor de embedded applicatie. Dit kan van alles zijn, zoals een

Martin Burhardt (FAE Manager
Central Europe,
Microchip Technology) en
Francesco P. Volpe (Professor
microcomputertechniek en
digitale elektronica)



Afb. 1 De componenten van een embedded web server.

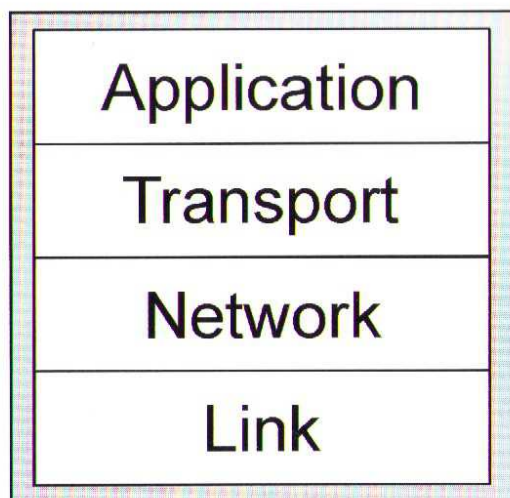


temperatuurmetering of een andere klant en/of gebruiker gespecificeerde applicatie. Daarnaast voert deze module zich met de vereiste data – in het genoemde geval met de temperatuurwaarde – die weer naar de HTML-generator wordt gevoerd. Deze generator zet de datawaarde om in een browser compatibel formaat. Vervolgens integreert de HTTP engine deze informatie in een webpagina en geeft dit als uitgangsinformatie via

de TCP/IP stack door aan het internet. De data wordt vervolgens weer teruggevoerd naar de browser die de embedded web server query via Ethernet start.

Internet protocollen

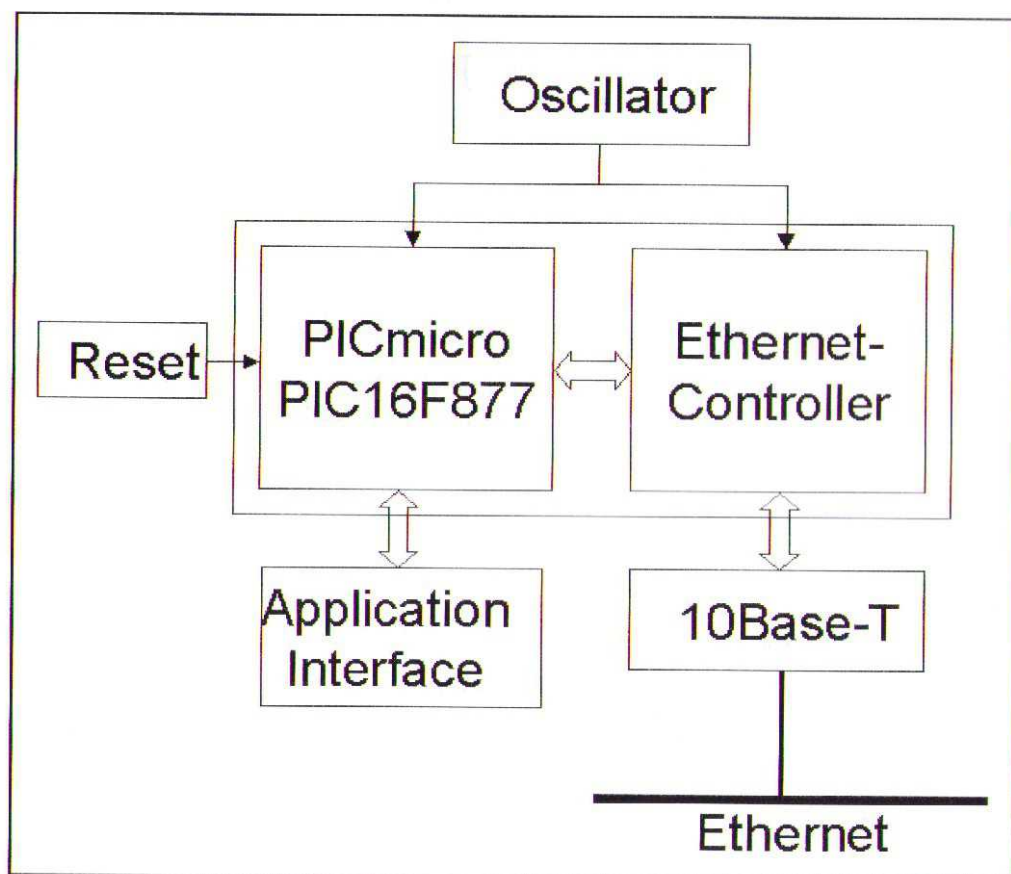
Als de data naar het internet wordt gevoerd, zoals hierboven wordt beschreven, dan is een het wel vereiste dat er gebruik wordt gemaakt van een bepaald protocol om elkaar te kunnen begrijpen. De TCP/IP stack bepaalt hoe de data wordt verwerkt. De stack bestaat uit een aantal lagen (zie afb. 2).



Afb. 2 De TCP/IP stack lagen.

Afb. 3 Het inkapseling van de verschillende headers in de TCP/IP stack.

De link laag bevat de netwerkadapter drivers (stuurprogramma's). In de embedded web server, zoals we die hier voorstellen, beschikt het stuurprogramma over de configuratie voor de Ethernet controller en verzorgt het de datacommunicatie tussen de PIC16F877 en de Ethernet controller. De netwerk laag bevat het IP (internet protocol). De IP leidt de informatie naar het corresponderende transport laag protocol. De transportlaag bevat het transmissie besturingsprotocol (transmission control protocol - TCP). Deze laag verzorgt het transport van de gegevens zowel van als naar de applicatie in de applicatielaag. Naast andere niet genoemde zaken garandeert het TCP dat er geen datapakketten verdwijnen. De applicatielaag bevat de applicatie.



Afb. 4 Blokdiagram van de embedde web server.

8-bit microcontroller gerealiseerd. Afbeelding 4 toont het blokdiagram van de implementatie van de embedded web server.

Een 20 MHz oscillator levert het kloksignaal voor zowel de PIC16F877 microcontroller als voor de Ethernet controller. Deze frequentie is voor de Ethernet controller vereist. De MCU kan met een aanzienlijk lagere klokfrequentie worden gestuurd. Er is voor een MCP-130 als reset schakeling gekozen. Een digitale temperatuur

In ons geval de HTTP server. Zoals al eerder uitgelegd bevindt de gebruikers gedefinieerde applicatie zich in de embedded web server en niet in de TCP/IP stack.

Afbeelding 3 laat zien waar het datapad zich in de TCP/IP stack bevindt. De applicatielaag bevat een header die vooraf gaat aan de data van de http server. Deze combinatie passeert vervolgens de TCP laag. Hieraan wordt vervolgens weer een TCP header aan toegevoegd. Dit geheel – als datapakket – resulteert in het TCP segment. Dit segment wordt vervolgens naar de IP laag gestuurd, die wederom de zogenoemde IP header daar aan toevoegt en op deze wijze het IP datadiagram vormt. Dit datagram wordt ten slotte naar de link laag geleid (de Ethernet driver in ons geval). Als laatste stap wordt hier de Ethernet header aan toegevoegd en wordt de Ethernet trailer als afsluiting

aan het einde van het datadiagram bijgeplaatst. Het uiteindelijke resultaat is een Ethernet frame dat via Ethernet wordt verzonden.

Op het moment dat de embedded web server data ontvangt, doorloopt het Ethernet frame via de TCP/OP stack de tegengestelde richting. In deze volgorde wordt op iedere laag de corresponderende header er van af gehaald en wordt het resultaat geëvalueerd. De overgebleven informatie wordt naar de eerstvolgende hogere laag met het daarbijbehorende protocol doorgezonden.

De implementatie in de PICmicro
De implementatie van de TCP/IP stack en de HTTP server neemt in de PIC16F877 circa 4 kbytes aan Flash programmeergeheugen in beslag en vergt ongeveer 300 bytes aan RAM. Hiermee wrdt een van de kleinste TCP/IP stacks voor een

sensor – de DS1820 – is op de applicatie interface aangesloten. De PIC16F877 zorgt dat de gemeenten waarde wordt uitgelezen en geeft deze waarde door aan de Ethernet controller.

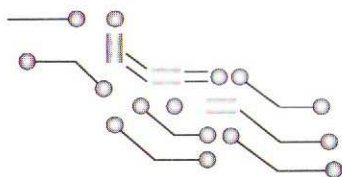
De web pagina van de embedded web server zit in het programmeergeheugen van de MCU. De noodzakelijke HTML tekst is als tabel opgeslagen. Omdat de PIC16F877 in-circuit programming ondersteunt, kan de gebruiker deze applicatie en de web pagina zonder veel moeite overnemen en aan zijn eigen eisen aanpassen.



Rendementsvraagstukken in power management strategieën

Rendementsoverwegingen spelen voornamelijk een rol bij het bepalen van een keuze van een batterij gevoed power management strategie. Deze keuze vormt ook de sturende rol in de ontwikkeling van dergelijke strategieën. De meest algemene opties zijn de schakelende voedingen (switched power converters - SPC), charge pumps en de zogenaamde low dropout regulators (LDO).

By Bonnie C. Baker, Analog Applications Manager
Analog & Interface Products Division,
Microchip Technology Inc.
www.microchip.com



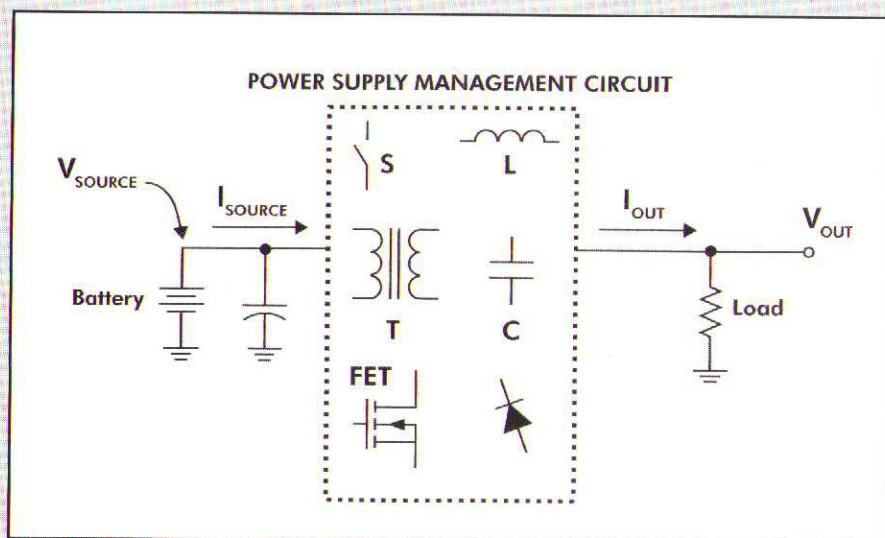
Voor wat betreft het rendement vormt de schakelende voeding de beste oplossing voor vrijwel alle toepassingen. Daarbij in aanmerking nemend dat de applicatie de schakelruis tolereert. In een dergelijk geval is namelijk het rendement relatief gezien onafhankelijk van de lijnspanning en de uitgangsstroom. De charge pump benadert de eigenschap voor wat betreft de lijnspanning, maar is echter efficiënter binnen een smalle marge van de belastingsstroom. Een in ogenschouw nemend aspect is echter dat de charge pump onder normale omstandigheden een niet gestabiliseerde uitgang heeft. Op het moment dat de uitgang van een charge pump gestabiliseerd dient te worden, is een lineaire stabilisatieregelaar (linear regulator – LDO) aan de uitgang vereist. Het resultaat is dat het rendement van de charge pump en de lineaire regelaar moeten worden opgeteld en de totale schakeling minder efficiënt wordt dan elke schakeling afzonderlijk. Het rendement van de lineaire regelaar kan met de verhouding van $\frac{U_{\text{UIT}}}{U_{\text{IN}}}$ worden benaderd. Derhalve kan worden gesteld dat het rendement dynamisch is en lineair afneemt als de lijnspanning toeneemt. Het betekent kortom dat als de bronspanning behoorlijk varieert, de lineaire regelaar een

slechtere keuze is. Het goede nieuws is echter dat daar tegenover staat dat het rendement van de lineaire regelaar relatief onafhankelijk van de uitgangsstroom is met als kanttekening dat de applicatie wel de vermogensverlies kan verwerken.

Het is duidelijk dat de hiergenoemde opties de keuze voor het beste voedingssysteem voor een bepaalde toepassing er niet gemakkelijker op wordt. Nemen we echter de tijd dan kan een zorgvuldige selectie van de gekozen power management strategie zorgen voor een concurrerend product doordat er voor het meest effectieve, compacte en beste prijs/prestatieverhouding kennende oplossing is gekozen.

Definiëring van het rendement

In dit artikel gaan we in op een van de genoemde mogelijkheden die ter discussie staan als het gaat om een voedingseenheid. (zie ook afbeelding 1, zie volgende pagina). De voedingsschakeling kan zowel worden opgebouwd uit discrete componenten als uit een combinatie van geïntegreerde schakelingen en discrete onderdelen. Het doel van deze schakeling is om een juiste balans te vinden tussen de verandering van de lijnspanning



Afbeelding 1 De regeling en herconfiguratie van een voeding, zoals een batterij, kan met behulp van drie elementaire componenten gebeuren: schakelende voeding (PC), charge pump of LDO's. Deze drie componenten maken gebruik van een gevarieerd aanbod van bouwelementen om de voedingsspanning en de stroomomzetting te realiseren.

als gevolg van een uitgangsspanning en gelijktijdig aan de eisen voor de uitgangsspanning tegemoet te komen. In het allerbeste geval zal deze doelstelling leiden tot een schakeling met een maximaal rendement. De standaard gebruikte geïntegreerde schakelingen in deze toepassingen zijn, zoals eerder gememoreerd, de schakelende voedingen, charge pump of een LDO. In alle gevallen zullen de geïntegreerde schakelingen de lijnspanning (bronspanning) in een dusdanige toestand houden dat de uitgangsspanning gehandhaafd blijft.

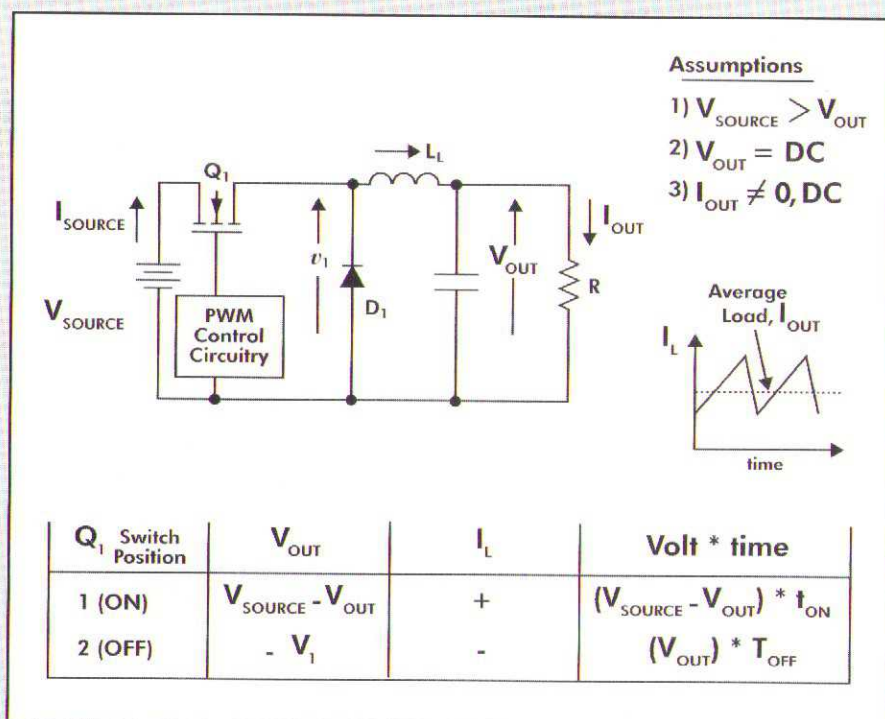
de mode. De ingang wordt met behulp van een PWM (Pulse Wide Modulator) signaal in stukjes gehakt (chopped). Het verkregen signaal wordt naar een schakelaar gevoerd en resulteert in pulsen die vervolgens weer worden gelijkgericht (gemiddeld) om een gelijkspanning aan de uitgang te verkrijgen.

Deze omzetter (converter) is alleen geschikt om de ingangsspanning om te zetten in een lagere uitgangsspanning.

De volgende aannames voor het evalueren van de schakeling in afbeelding 2 worden gemaakt: (1) de ingangsspanning is altijd hoger dan de uitgangsspanning. Dit is voor een goede werking van een Buck SPC vereist; (2) de uitgangsspanning is the output voltage is werkelijk een gelijkspanning. Wat impliceert dat het toegepaste filter groot genoeg is om de pulsspanning voldoende te middelen om een dergelijke spanning ook te realiseren. Standaard wordt gesteld dat er een rimpel van <1% van de uitgangsspanning is toegestaan; en

Rendement van de Buck SPC

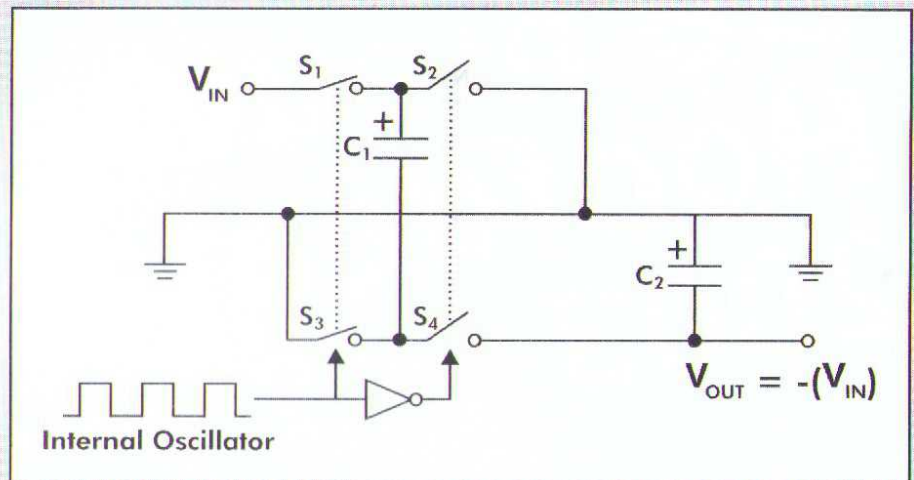
Een eenvoudige voorbeeld van een Buck SPC schakeling wordt in afbeelding 2 weergegeven. In dit type omzetter wordt een eenvoudig chopper netwerk gebruikt in combinatie met een laagdoorlaat filter. In dit artikel werkt de Buck omzetter in een zogenoemde continue inductor stroom leveren-



Afbeelding 2 Buck Switched Power Converter in de zogenoemde continue werkende mode.

(3) er loopt altijd een stroom door de spoel. Dit is noodzakelijk om de converter ook in de zogenoemde continue mode te kunnen laten functioneren.

Verschillende zaken beïnvloeden het rendement van de Buck SPC schakeling. Er zijn vier aanwijsbare bronnen die verantwoordelijk zijn als grootste verliesgevende elementen, waarvan drie met de MOSFET kunnen worden geassocieerd. De eerste is de zogenoemde gate charge stroom van de MOSFET. Dit is het resultaat van de PWM actie die voor het schakelen verantwoordelijk is. Dit verlies is vrijwel onafhankelijk van de belasting. Het tweede verlies ontstaat als gevolg van het vermogensverlies (de vermogens dissipatie) op het moment dat de MOSFET tijdens de doorlaatperiode in het lineaire deel van zijn doorlaatkromme zit. Dit verlies kan worden gereduceerd door de flanken (zijanten van de puls) te versnellen. Hierdoor ontstaat meer geleidings- en uitstralings- emissie. De derde verliesbron wordt gevormd door de RDS_{ON} van de MOSFET en andere weerstanden in de schakeling. In een goed doordacht ontwerp zal de rendementsgrafiek maximaal zijn tijdens volle belasting of vlak voordat de maximale belasting optreedt. Op dit punt zullen de schakelverliezen ongeveer gelijk zijn aan de geleiding, ofte wel I^2R -verliezen. Op het moment dat de rendementsgrafiek wordt doorlopen speelt de aanwezigheid van de MOSFET de belangrijkste rol. Ten slotte vormt de uitgangsdioden een belangrijke bron van verlies, in het bijzonder bij hogere stromen.



Afbeelding 3 De ideale schakelende lading gekoppelde charge pump inverter.

Het rendement van de charge pump (laadpomp, ladingverplaatsende pomp)

Afbeelding 3 toont een vereenvoudigde schakeling van een geïnverteerde charge pump. Deze configuratie draait de ingangsspanning U_{IN} om (invertering, inverter) naar de U_{UIT} node. De ideale schakelende lading gekoppelde charge pump converter beschikt over een tweefasige oscillator, vier schakelaars (S_1 tot en met S_4) die door de oscillator worden gesynchroniseerd en twee capaciteiten (C_1 en C_2). C_1 wordt vaak aangeduid als de pomp of de 'flying' capaciteit en C_2 wordt in de regel aangeduid als het reservoir, laadcapaciteit of uitgangscapaciteit.

De spanningsomkering is het gevolg van de tweefase werking. Tijdens de eerste fase staan de schakelaars S_2 en S_4 open terwijl de schakelaars S_1 en S_3 gesloten zijn. In deze periode wordt C_1 opgeladen tot maximaal de voe-

dingsspanning U_{IN} en levert gelijktijdig C_2 de stroom aan de belasting. In de tweede fase zijn S_2 en S_4 gesloten en staan de schakelaars S_1 en S_3 open. In deze configuratie staan C_1 en C_2 parallel geschakeld t.o.v. de bovenzijde van C_1 die op U_{IN} stond aangesloten. Dientengevolge wordt dit punt aan massa gelegd. De andere kant van C_1 lag aan massa en komt nu aan de onderkant van C_2 te liggen. Het resultaat is dat de lading van C_1 wordt overgedragen aan C_2 . De verliezen van dit netwerk worden voor een belangrijk deel bepaald door de effectieve schakelweerstand (gerelateerd aan de schakelfrequentie), de actuele schakelweerstand en het de effecten van de werkelijke seriële weerstand van C_1 en C_2 . In de meeste gevallen domineert de schakelweerstand en bepaalt het daarmee het rendement.

De nieuwe Hoofdcatalogus 2003

Prijs € 3.75

Alles op het gebied van:

- Computer & Kantoor
- Communicatie
- Zendapparatuur
- Satelliet • Audio • Video
- Licht & Geluid
- Auto-HiFi • Auto-accessoires
- Gereedschap • Soldeertechniek
- In en om het huis
- Energie & Milieu
- Modelbouw • Modelspoor
- Meettechniek • Netvoedingen
- Bouwpakketten
- Componenten



Ruim 960 pagina's boordevol elektronica en techniek

Ja, ik wil graag de nieuwe Hoofdcatalogus 2003 ontvangen

en ik machtig Conrad Electronic Nederland om € 3.75 (als bijdrage in de verzendkosten) van onderstaande bank- of girorekening af te schrijven

NaamM/V

Plaats

Bedrijfsnaam

Rekeningnummer

Adres

Postcode

Handtekening

Knip de bon uit en stuur hem op naar: Conrad Electronic • Antwoordnummer 1001 • 7500 VB Enschede

Het rendement van de low drop regelaar (laagspannings-regelaar)

Een vereenvoudigde schakeling van een low drop regelaar wordt in afbeelding 4 weergegeven. In dit geval voedt de ingangsspanning direct de schakeling zelf als mede de uitgangsbelaasting. Onder normale omstandigheden is de ruststroom van de LDO relatief lager dan de uitgangsstroom. In de eerste berekeningen kunnen we deze ruststroom daarom verwaarlozen.

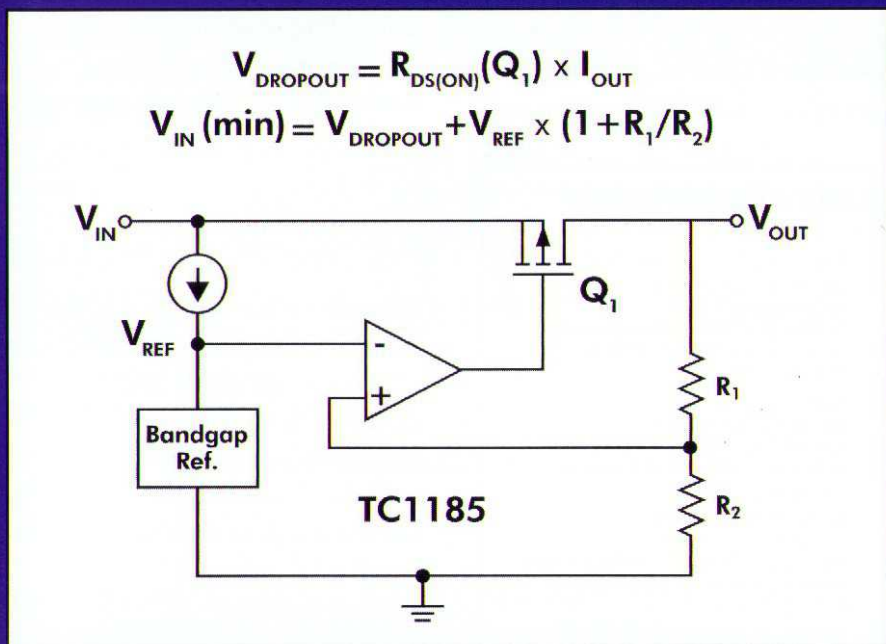
Een juiste werking van de LDO wordt alleen verkregen als de ingangsspanning hoger is dan de uitgangsspanning. Op het moment dat de voedingsspanning wordt aangesloten, wordt de low-drift bandgap referentiespanning (een relatief nauwkeurige manier om een referentiespanning te verkrijgen. Er wordt daarbij gebruik gemaakt van de bandafstand

binnen de halfgeleiderovergang. In dit geval met een lage drift) vastgelegd. Deze bandgap spanning en een operationele versterker worden als sensor voor de hoogte van de spanning van de weerstandsdeler aan de uitgang van de operationele versterker gebruikt. Hiermee wordt de uitgangsspanning vastgelegd. Ongeacht de ingangsspanning, mits deze ingangsspanning maar hoger blijft dan $U_{DROPUOT} + U_{UIT}$, zal de uitgangsspanning constant blijven. De uitgangsstroom naar de belasting wordt verkregen van de ingangsbron via de p-kanaals MOSFET. Voor lineaire regelaars geldt dat de ingangsstroom gelijk is aan de uitgangsstroom plus de voor een goede werking van de referentiespanning noodzakelijke stroom, de bias van de opamp en de p-kanaals MOSFET turn-on stroom. Als de LDO regelaar in CMOS-techniek is gefabriceerd, is deze stroom erg laag. Zelfs zo laag dat het bij berekeningen volledig kan worden verwaarloosd. Berekeningen die te maken hebben met de bepaling van het rendement bij de verschillende belastingsstromen. Als de ruststroom van de LDO kan worden verwaarloosd

kan het rendement worden bepaald aan de hand van de eenvoudige verhouding U_{UIT}/U_{IN} . De LDO is vooral een efficiënte schakeling als de ingangsspanning die van de uitgangsspanning dicht benaderd.

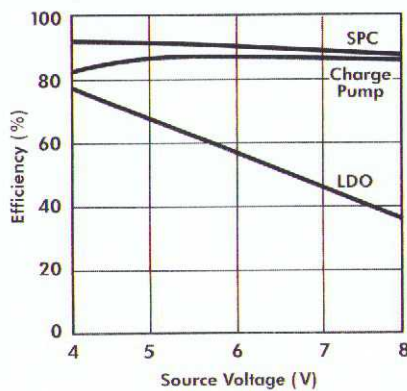
Vergelijking van de drie schakelingen

Het rendement van deze schakelingen kunnen worden gedefinieerd als de verhouding tussen het uitgangsvermogen en het bronvermogen. Deze formule biedt de mogelijkheid om een momentopname van het rendement van de schakeling onder bepaalde condities te nemen. Afbeeldingen 5 en 6 (zie pagina 30) illustreren het resultaat van de experimenten voor het bepalen van het rendement van alle drie de type schakelingen. In beide afbeeldingen is de informatie verkregen met gebruikmaking van de TC105 Buck SPC, TC1185 LDO, en de TC7662A charge pump van Microchip Technology. De TC105 is een step-down Buck schakelende voeding en levert een maximale stroom van 1 A. De schakeling werkt standaard in de PWM (Pulse Wide Modulation) mode maar schakelt automatisch



Afbeelding 4 Het vereenvoudigde diagram van een low drop out regelaar maakt gebruik van een MOSFET. Deze Q_1 levert de uitgangsstroom. Q_1 vormt daarmee tevens de beperkende factor in deze schakeling. In andere topologieën kunnen we voor Q_1 ook een bipolaire transistor nemen.

EFFICIENCY vs. SOURCE VOLTAGE AND TOPOLOGY



SPC:
Load Voltage = 3.0 V
Load Current = 100 mA
Control IC = TC105, Buck Converter
Switching Frequency = 300K Hz
Inductor = 22 μ H

LDO:
Load Voltage = 3.0 V
Load Current = 100 mA
Control IC = TC1185, FET Output

Charge Pump:
Load Voltage = -Source Voltage
Load Current = 10 mA
Control IC = TC7662A, Voltage Inverter
Switching Frequency = 12K Hz

Afbeelding 5 Het verschil in rendement versus de ingangsspanning van de SPC, LDO en Charge Pump geeft zichtbaar aan dat de schakelende voeding (SPC) de meest effectieve schakeling is omdat de bronspanning dynamisch kan verlopen. De LDO is het minst effectieve circuit in een systeem met een afnemende lineaire verhouding van het rendement aangaande de bronspanning.

om naar de PFM (Pulse Frequency Mode) als de uitgangsbelaasting te laag wordt en toch een goed rendement moet worden behaald. De TC7662A zet spanningen die variëren van 3 V tot 18 V en van -3 V tot -18 V. Dit onderdeel beschikt over een ingebouwde oscillator en het kan uitgangsströmen leveren tot 40 mA. De TC1185 LDO is gefabriceerd in CMOS-technieken waardoor zogenoemde massastromen worden geëlimineerd en daarmee het rendement wordt verhoogd. De schakeling is stabiel met een uitgangscapaciteit van 1 mF en is geschikt voor maximale uitgangsströmen tot 150 mA.

We zien in afbeelding 5 dat het rendement van de drie type schakelingen zijn afgebeeld ten opzichte van de bronspanning. Hierin is duidelijk dat de TC105 Buck SPC

als beste uit de bus komt met de TC7662A charge pump als goede tweede. Belangrijk hier is te vermelden dat de charge pump niet wordt gestabiliseerd, waardoor de betreffende rendementsgrafiek dus misleidend kan zijn. Wordt namelijk een wel gestabiliseerde charge pump geëvalueerd, kan de grafiek van het rendement versus de bronspanning slechter worden met een oplopende spanning. In tegenstelling hiermee vermindert het rendement van de TC1185 LDO lineair met een oplopende ingangsspanning.

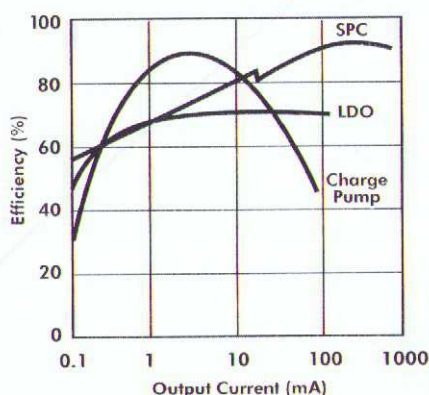
Het rendement van dezelfde schakelingen wordt nu geëvalueerd met de uitgangsstroom als uitgangspunt in afbeelding 6. Duidelijk is hierin te zien dat de SPC erg efficiënt over een breed spectrum van de belastingstroom

werkt evenals over een breed bereik van de ingangsspanning. Applicaties die te maken hebben met een breed variërende ingangsspanning en waarbij belastingstromen van meer dan 100 mA moeten worden geleverd, zijn het beste af met de SPC. De SPC kan in dit geval als absolute winnaar voor wat betreft het rendement worden uitgeroepen.

Welke oplossing is het beste in batterijgevoede systemen?

Een uitdaging voor een voedings-schakeling, zoals hierboven is beschreven, is een applicatie waarin een batterijvoeding wordt

EFFICIENCY vs. OUTPUT CURRENT AND TOPOLOGY



SPC:
Source Voltage = 4.2 V
Load Voltage = 3.0 V
Control IC = TC105, Buck Converter
Switching Frequency = 300K Hz
Inductor = 22 μ H

LDO:
Source Voltage = 4.2 V
Load Voltage = 3.0 V
Control IC = TC1185, FET Output

Charge Pump:
Source Voltage = 4.2 V
Source Voltage = -4.2 V
Control IC = TC7662A, Voltage Inverter
Switching Frequency = 12K Hz

Afbeelding 6 Het verschil in rendement versus de uitgangsstroom van de SPC, LDO en Charge Pump schakelingen geeft duidelijk weer dat de voorwaarden van het specifieke systeem bepalend is voor een optimale oplossing.

toegepast. Vooral als het gaat om toepassingen waarin een LithiumIon, oplaadbare batterijcel wordt gebruikt. Een dergelijke cel vereist een uitgangsspanning van 1,8 V en een uitgangsstroom van 0 ... 300 mA. Dergelijke cellen komen in een scala van batterijgevoede applicaties voor. De nominale spanning van een LithiumIon cel bedraagt 3,6 V en levert een uitgangsspanning die varieert van 2,8 V tot 4,2 V. Het rendement van de hierboven beschreven schakelingen, de SPC, de LDO en de Charge Pump, als oplossingen voor een dergelijk batterij gevoed systeem kunnen we evalueren.

Waarschijnlijk is de Charge Pump wel het meest ongeschikte circuit voor deze applicatie. Vooral omdat het om een inverterende schakeling gaat. Hoewel dit er uit ziet als een vrijwel onoverkomelijke begrenzing, kent de Charge Pump nog enkele problemen die met deze applicatie te maken hebben. Zoals we in afbeelding 6 zien (rendement versus de stroom) kent het circuit alleen een optimum als de uitgangsstroom beperkt blijft van 1 mA tot 10 mA. Hoewel de charge pump een goedkope oplossing vormt omdat er alleen enkele capaciteiten als externe componenten noodzakelijk zijn, zal het rendement van deze schakeling niet aan de eisen voor de applicatie voldoen.

De LDO vormt een mogelijke oplossing. De plaatsing van de TC1185 in een schakeling is erg eenvoudig vanwege de weinige externe componenten die voor een goede werking nodig zijn. Hoewel het duidelijk is dat het in deze applicatie kan worden ondergebracht, ligt het rendement versus de bronspanning niet zo goed als in de andere oplossing. De batterij

heeft een breed uitgangsspanningsbereik. Het gevolg is dat de frequentie van het laden van de batterij hoger ligt ten opzichte van die van de SPC. Feitelijk heeft de LDO een vermogensdissipatie van in totaal 240 mW als de uitgangsspanning 4,2 V bedraagt en de uitgangsstroom komt op 100 mA te liggen.

In de gewenste applicatie blijkt dat de SPC de beste keuze is. De TC105 kan op eenvoudige wijze een goed gestabiliseerde uitgangsspanning van 1,8 V leveren. Het rendement versus de bronspanning (als prestatie gezien) van dit component is in verhouding erg hoog, waarbij we spreken over een rendement van ongeveer 90 % over het totale bereik van de voedingsspanning, zoals ook in afbeelding 6 is weergegeven. Hoewel het rendement versus de uitgangsstroom niet voor iedere stroom goed is, blijft het toch de beste keus als het gaat om het volledige bereik van de uitgangsstroom.

Welk power management systeem voor welke applicatie?

Hebben we te maken met een voeding die onderhevig is aan een breed variërende bronspanning, blijkt dat de schakelende voeding verreweg de beste keuze voor de betreffende applicatie te zijn. Werk de schakeling daarentegen in een smal gebied en een lage uitgangsstroom kan de charge pump het beste rendement in de voedings-eenheid leveren. Ten slotte als blijkt dat het systeem een goede gestabiliseerde uitgang met een

lage ruis nodig heeft en waarvan de vermogensdissipatie in de hand kan worden gehouden, geeft de LDO de beste resultaten.

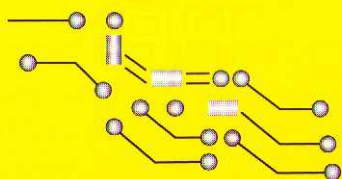
Met toestemming overgenomen uit Electronic Design, December 17, 2001.



KG-antennes

De Amerikaanse firma GAP brengt vanaf 1997 regelmatig nieuwe KG-antennes op de markt. In tegenstelling tot de gangbare constructie bevindt zich het voedingspunt van deze KG-antennes zich niet aan de basis, maar in het midden. Daardoor bereikt GAP een aanzienlijke verbetering van het rendement.

J.W. Richter



De laatste 50 jaar ontwikkeling hebben geen noemenswaardige verbeteringen in de verticale KG-antennes opgeleverd. De standaard antenne is een verticale draad of staaf, gevoed aan de basis en voorzien van een groot aantal radiale draden. Om op meerdere banden te kunnen werken, moet de ontwerper de antenne voor de diverse KG-banden met behulp van spoelen op bepaalde plaatsen inkorten tot een kwart golflengte. Deze antennes leveren echter geen groot signaal op. De verticale staafantennes en met name de ingekorte multiband-versies waren een tweede keuze voor mensen met weinig plaats en weinig geld. De eerste plaats werd nog steeds ingenomen door de dipool.

Afb. 2 Foto van de TITAN-antenne.



Een 8 meter hoge verticale staafantenne moet voor de 80 meterband eigenlijk 22 meter hoog zijn. De ontbrekende 14 meter worden in een conventioneel ontwerp door spoelen vervangen. Een dergelijke korte antenne heeft een stralingsweerstand van 4 ohm. De antenne is eigenlijk een virtuele weerstand, die ook wat hoogfrequente energie afstraalt. Het systeem bevat echter nog andere weerstanden. De belangrijkste weerstandsfactor zijn de aardverliezen. Indien wij drie aarddraden toepassen, zijn de aardverliezen 30 ohm. Dat betekent, dat de antenne via 4 ohm effectief afstraalt, maar via 30 ohm energie de aarde opwarmt. Met een zendenergie van 100 Watt stralen wij dus maar 12 Watt via de antenne naar buiten. De rest verdwijnt in dissipatie. Indien wij de spoelverliezen met 2 ohm meerekenen, is het resultaat zelfs nog lager: 11 Watt. Het GAP-ontwerp werkt deze verliezen weg.

Een van de denkbeeldige oplossingen is het toevoegen van aardbedrading. Als wij 60 aardradialen met in totaal 1300 meter draad toepassen, lopen de aardverliezen terug van 30 tot 4 ohm. Met deze enorme investering in draad is het effectieve zendvermogen echter niet meer dan 50 Watt. Het grootste nadeel is echter, dat de multiband-eigenschappen verloren gaan. Een multiband-antenne heeft de aardverliezen nodig. Daarom werkt het GAP-ontwerp met een hogerge-

Afb. 4 The SUPER "C" antenne van de firma GAP.



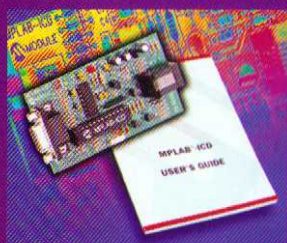
FLASH Microcontrollers

Bespaar cruciale design tijd

Microchip's nieuwe 8-bit PIC18 FLASH microcontroller familie omvat de power van een 16-bit kern met tot 32K bytes eigen-programmeerbaar FLASH geheugen en één miljoen schrijf/wis cyclussen. PIC® Flash microcontroller producten bieden aanvullend een brede serie van periferie zoals:

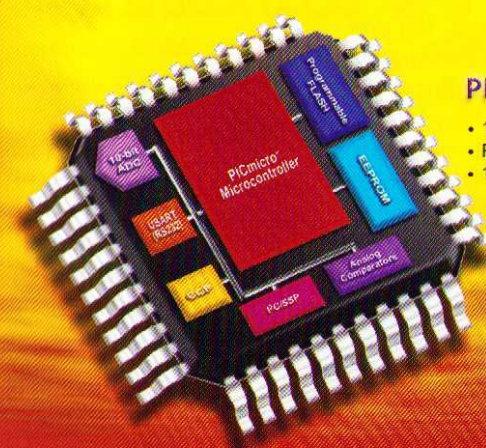
- Veelvoudige communicatie interfaces, inclusief I²C™, CAN, RS-232
- 10-bit A/D converters

Alles wat nodig is om snel een design te maken met de flexibiliteit om veranderingen door te voeren tijdens de levenscyclus van een product.



Microchip's world-class ontwikkel apparatuur, inclusief MPLAB® integreerde ontwikkel omgeving en de zeer goedkope In-Circuit Debugger, geven de mogelijkheid om code revisies zeer snel en eenvoudig aan te maken voor een prototype, zodat business in een FLITS gegenereerd kan worden.

Check nu de veelomvattende Microchip portefeuille met her-programmeerbare FLASH microcontrollers en ontdek waarom de PIC architectuur voortaan uw keuze zal zijn.

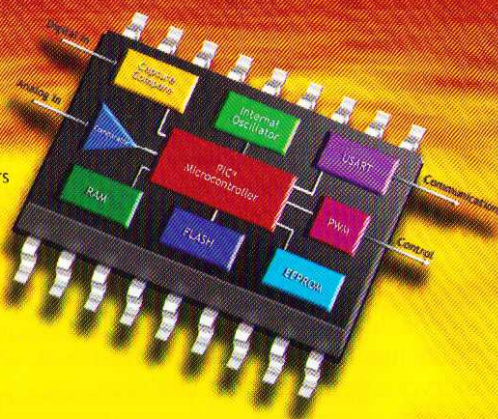


PIC18F452

- 10-bit A/D converter
- RS-232
- 10 MIPS @ 10 MHz

PIC16F628

- 2 analogue comparators
- USART
- Internal oscillator



PIC FLASH Microcontrollers

Package Size	Processor	Parts in Production	Memory Configurations (Bytes)			Digital I/O	Communication Ports	Analogue Interface (Channels)	Low-Cost Flash In-Circuit Debug	Development Tool Suite
			Programme	RAM	Data E ² PROM					
18/20 Pin	PIC16	5	1.7K-3.5K	68-224	64-128	13	RS-232, I ² C/SPI™	—	Available	Available
28 Pin	PIC16	6	3.5K-14K	128-368	64-256	22	RS-232, I ² C/SPI	10-bit ADC (5)	Available	Available
28 Pin	PIC18	4	16K-32K	768-1536	256	23	RS-232, I ² C/SPI, CAN 2.0B	10-bit ADC (5)	Available	Available
40/44 Pin	PIC16	5	3.5K-14K	128-368	64-256	33	RS-232, I ² C/SPI	10-bit ADC (8)	Available	Available
40/44 Pin	PIC18	4	16K-32K	768-1536	256	34	RS-232, I ² C/SPI, CAN 2.0B	10-bit ADC (8)	Available	Available

Bezoek onze website voor
meer informatie

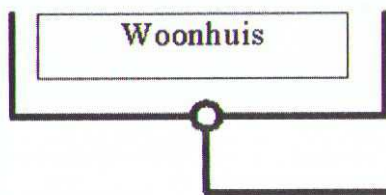
www.microchip.com/flashmcus



MICROCHIP
The Embedded Control Solutions Company®

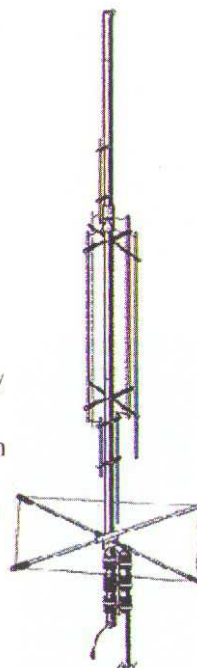
plaatst voedingspunt. Bij een optimaal gekozen voedingspunt bedraagt de aanpassing zelfs precies 50 ohm! Door het hogere voedingspunt in het ontwerp CHALLENGER op 5,3 meter hoogte lopen de aardverliezen terug van 30 ohm tot 5 ohm bij een stralingsimpedantie van 50 ohm. Het antennerendement van 90 % is dan aanzienlijk beter dan de 12 % in het bovenstaande, conventionele systeem. Bovendien werkt het GAP-ontwerp zonder spoelen, transformatoren, baluns of weerstanden, zodat het systeem stabiel werkt en niet meer hoeft te worden afgestemd. Een dergelijke antenne bevat slechts metalen buizen en coax-kabels. In feite straalt de antenne de hoogfrequente energie vanuit een hoger geplaatst voedingspunt op de antenne. Op die plaats bevindt zich een geïsoleerd stuk mast (engels: "gap"), waaraan de GAP-antenne zijn naam ontleent. GAP levert momenteel vier antennes: (Zie hiervoor de tabel onder aan deze pagina).

Het tegenwicht (3 x 8 m voor de Challenger) kan worden ingegraven in de grond, of gewoon op de aarde worden uitgelegd. Een mooi symmetrisch patroon is daarbij niet nodig. Schets van de bedrading voor de Challenger rondom een woonhuis:



Afb. 1 Tekening van de TITAN-antenne.

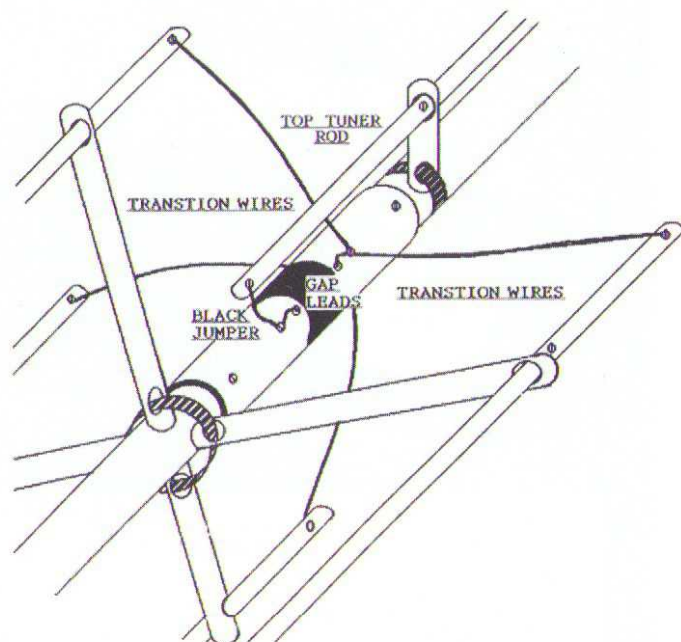
Een tekening (afb. 1) en een foto (afb. 2) van de TITAN-antenne laat zien, hoe een dergelijke antenne is opgebouwd. Voor elke antenne staat in het Internet onder <http://www.gapantenna.com> een handboek ter beschikking. Daarin bevinden zich ook details, zoals de onderstaande tekening (afb. 3):



In het Internet staan ook een groot aantal referenties, dat ervaringen uit diverse landen bevatten.

Nieuw GAP-ontwerp: de SUPER "C"

Van deze antenne zijn in het Internet nog geen specificaties beschikbaar. Zij kunnen echter bij de fabrikant per e-mail worden opgevraagd. De antenne is relatief klein en past onder een gewone dakconstructie. Een foto van de antenne toont een interessante constructie: (zie pagina 32).



De Super C-antenne is gepatenteerd onder het United States Patent Nummer: 5,796,369. Het GAP-ontwerp zelf is beschreven in patent Nummer: 5,592,183.

Het handboek bevat naast de bouw instructies een groot aantal waarschuwingen, zoals:

1. Neem geen ladder voor de installatie. Dat is niet nodig.
2. Als de antenne omvalt, laat deze dan vallen en probeer deze niet op te vangen.
3. Zorg ervoor, dat niemand (persoon of huisdier) de antenne in bedrijf kan naderen: de antenne staat onder hoge spanning.



Afb. 3 Constructiedetail uit de TITAN-antenne.

	Challenger DX	Voyager DX	Eagle DX	Titan DX
aantal banden	8	4	6	8
banden (meter)	80-40-20-15-12-10-6-2	160-80-40-20	40-20-17-15-12-10	80-40-30-20-17-15-12-10
bandbreedte	B(80) > 130 kHz B(10) > 1 MHz overige: B < 2:1	B(160) > 90 kHz overige: B < 2:1	B(10) > 500 kHz overige: B < 2:1	B(80) > 100 kHz overige: B < 2:1
hoogte	10 m	15 m	7 m	8 m
gewicht (lbs)	18	30	11	25
min. bodemopp.	3 x 4 meter	anker op 8 meter afstand nodig voorgeschreven	geen opp. vereist	geen opp. vereist
bespanning	optionaal	optionaal	optionaal	optionaal
tegenwicht	3 st. x 8 m.	3 st. x 20 m.	3 draden (2m)	3 draden (2m)

Svetlana



buizen



6N1P



EL34



6L6GC



6550C



300B

**AMPLIMO IS DE BENELUX IMPORTEUR
VAN DEZE KWALITEITSBUIZEN
NU OOK UIT VOORRAAD LEVERBAAR:**



EF86



SV83



KT88



SV811-3



6AS7G



6D22S

Door de grote belangstelling voor het nieuwe boek 'Moderne High End Buizenversterkers met ringkerntrafo's' van ir. Menno van der Veen is er veel vraag naar deze topklasse buizen.

Want wie zo'n high end versterker bouwt met de nieuwe generatie ringkern-uitgangstrafo's wil daarbij de beste buizen toepassen.

Specificaties en prijslijst worden op aanvraag
toegezonden, ook via onze Internet site

AMPLIMO

AMPLIMO B.V.
Vosanenbrinkweg 1
7491 DA Delden

Internet www.amplimo.nl
Email info@amplimo.nl

Telefoon 074 376 3765
Fax 074 376 3132

SPEAKER & CO



en



Speaker & Co en Speakerland zijn erkende zelfbouw-luidspreker-specialisten, bij ons vind je alles op het gebied van exclusieve luidsprekers. Van slanke zuilen voor stereo en Dolby Digital, tot actieve subwoofers.



Elke luidspreker is leverbaar, met of zonder houtpakket, of als u dat makkelijker vindt, met afgewerkte kasten in elke gewenste kleur. De kosten? Al gauw de helft van een vergelijkbaar fabrieksmodel. Je weet wat je koopt omdat je de speakers vooraf kunt beluisteren. Wij hebben tevens een ruime sortering in onderdelen en accessoires. Laat u eens overtuigen en kom vrijblijvend langs voor een demonstratie in beeld en geluid.

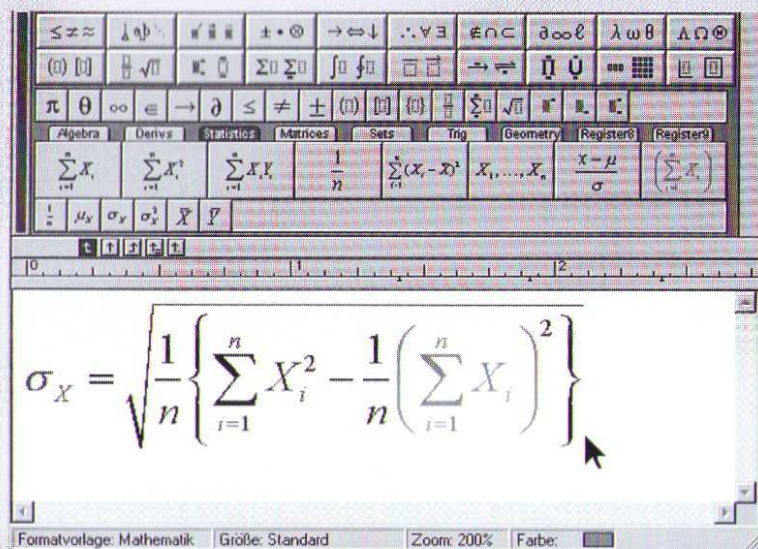
Speaker & Co Groningen Kleine kruisstraat 12-14 Tel: (050) 3144978

Speaker & Co Rotterdam Bergweg 283 Tel: (010) 4672777

Speaker & Co Haarlem Jansweg 37 Tel: (023) 5320230

Speakerland Oss Smalstraat 21 Tel: (0412) 647650

website op www.speakerenco.nl of www.speakerland.nl



MathType 5

Het mathematische, ook wel aangeduid als het wiskundige, programma MathType 5 is de laatste versie van een bekende wiskundige editor als aanzienlijke verbetering op de formule-editor in Word. Het programma kenmerkt zich in het eenvoudige gebruik en de flexibiliteit die het aan de gebruiker geeft. Met MathType 5 wordt het de gebruiker mogelijk gemaakt om op een eenvoudige wijze complete technische manuscripten en verhandelingen te schrijven zonder allerlei vreemde sprongen te moeten maken

om formules in het boekwerk, artikel of ander tekstdocument op te kunnen nemen. Bureau Belper heeft hiervoor de verkooprechten verworven. Kijk op www.rbe.nl, ga vervolgens naar de RB-Winkel met behulp van de betreffende knop en kies dan voor Elektronica Software. U verkrijgt dan meer informatie over dit programma en de bestelwijze.

U kunt ook een bedrag van Euro 134,00 (inclusief verzendkosten) overmaken op Postbank 21.35.596 t.n.v. Bureau Belper te Bussum. Vergeet niet uw naam en adresgegevens te vermelden. Als u abonnee bent, vergeet niet uw abonnenummer te vermelden, u hoeft dan geen verzendkosten te betalen. U maakt dan een bedrag over van Euro 129,00. Levertijd circa 10 werkdagen.

Hoofdcatalogus 2002

boordevol slimme elektronica en techniek



Vul de bon in
en stuur 'm op!

...of bestel hem nu op
0800 - 099 66 00
...of **www.conrad.nl**

Alles op het gebied van:

- Communicatie
- Computers
- Meettechniek & Netvoedingen
- Energie & Milieu
- In en om het huis
- Satelliet, Audio & Video
- Licht & Geluid
- Hobby & Vrije tijd
- Gereedschap & Soldeertechniek
- Bouwpakketten
- Componenten
- Zendapparatuur
- Modelbouw

Ja, ik wil graag gratis de nieuwe Hoofdcatalogus 2002 ontvangen

Naam

Adres

Postcode/Woonplaats

Telefoon

Vul de bon in en stuur 'm naar: Conrad Electronic • Postbus 12 • 7500 AA Enschede