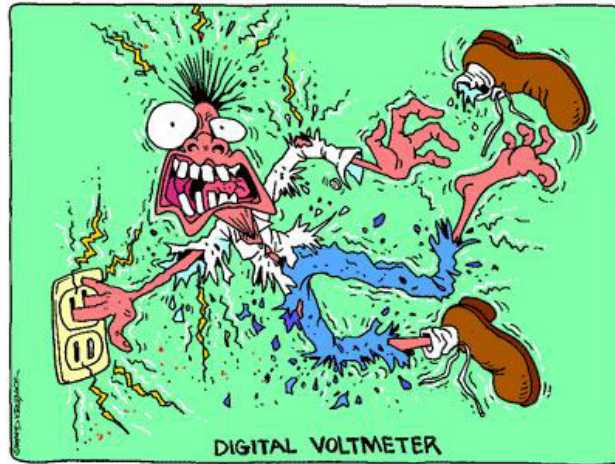


Măsurarea numerică a tensiunilor



Sursa: Agilent Technologies (www.educatorscorner.com)

Cuprins

- 3 definiții: precizie, rezoluție, sensibilitate
 - Moduri de specificare a preciziei; calculul erorii
 - Legătura dintre "N" cifre ale DMM – "n" biți ai CAN
 - Definiție: ENOD
- Rapoarte de rejecție: RRM, RRS
- Voltmetre/multimetre de c.c.
 - Divizorul de intrare în modurile V-metru/A-metru
 - RRS prin integrare și RRS prin filtrare suplimentară FTJ
 - V-metre pentru semnale mici: amplificatorul cu chopper
- Semnale alternative: valori măsurate
- Voltmetre de c.a.
 - Voltmetre non- True RMS (folosind detector oarecare)
 - Voltmetre True RMS
- Moduri de conectare la bornele voltmetrului pentru îmbunătățirea RRM: 2 / 3 (Hi-Lo-Gnd) / 4 (Hi-Lo-Gnd-Guard) borne

3 definiții

- *Precizia (accuracy)* – măsura în care valoarea afișată diferă de valoarea adevărată (eroarea)
- *Rezoluția (resolution)* – cea mai mică valoare a semnalului care poate fi afișată pe o anumită scară
- *Sensibilitatea (sensitivity)* – cea mai mică variație a semnalului care poate fi detectată

Obs.: sensibilitatea = rezoluția pe scara cea mai sensibilă.

DC VOLTAGE

RANGE	RESOLUTION	ACCURACY 23°C ± 5°C ±(ppm of rdg. + ppm of range)		INPUT RESISTANCE
		90 DAY	1 YEAR	
100.0000 mV	0.1 μV	40 + 35	50 + 35	> 10 GΩ
1.000000 V	1.0 μV	25 + 7	30 + 7	> 10 GΩ
10.00000 V	10 μV	20 + 5	30 + 5	> 10 GΩ
100.0000 V	100 μV	30 + 6	45 + 6	10 MΩ ±1%
1000.000 V	1 mV	35 + 6	45 + 6	10 MΩ ±1%

Accuracy Specifications ± (% of reading + % of range)

Function	Range [3]	Test Current or Burden Voltage	24 Hour [2] 23°C ± 1°C	90 Day 23°C ± 5°C	1 Year 23°C ± 5°C
DC Voltage	100.0000 mV		0.0030 + 0.0030	0.0040 + 0.0035	0.0050 + 0.0035
	1.000000 V		0.0020 + 0.0006	0.0030 + 0.0007	0.0040 + 0.0007
	10.00000 V		0.0015 + 0.0004	0.0020 + 0.0005	0.0035 + 0.0005
	100.0000 V		0.0020 + 0.0006	0.0035 + 0.0006	0.0045 + 0.0006
	1000.000 V		0.0020 + 0.0006	0.0035 + 0.0010	0.0045 + 0.0010

Accuracy is expressed as ±(percentage of reading + digits).

1. DC VOLTAGE OR DCV OF RIPPLE FUNCTION

RANGE	RESOLUTION	ACCURACY	INPUT IMPEDANCE
500mV	10 μV	0.02%+4	10MΩ
5V	100 μV		11.1 MΩ
50V	1mV		10.1MΩ
500V	10mV		10MΩ
1000V	100mV		10MΩ

Specificarea preciziei în manual:

Keithley

Agilent

GW-Instek

(obs. 3 moduri diferite de specif.)

Specificarea preciziei (sub forma erorii absolute limită)

La DMM recente nu se mai specifică clasa de precizie C, ci eroarea absolută limită, care este egală cu (3 moduri uzuale) :

1. % din U_x + % din U_{CS}
2. ppm din U_x + ppm din U_{CS}
(1ppm = 10^{-6} = $10^{-4} \cdot 10^{-2}$ = 0.0001%; 10000ppm = 1%)
3. % din U_x + număr cifre (LSD)

Memento METc: $\epsilon_r = e_{abs}/U_x$; $\epsilon_{RAP} = C [\%] = e_{abs}/U_{CS}$

$\Rightarrow e_{abs\ lim} = \epsilon_r U_x + C U_{CS}$ similar cu (1) și (2)

Eroarea limită - expr. absolută

Accuracy Specifications \pm (% of reading + % of range)

Function	Range [3]	Test Current or Burden Voltage	24 Hour [2] 23°C \pm 1°C	90 Day 23°C \pm 5°C	1 Year 23°C \pm 5°C
DC Voltage	100.0000 mV		0.0030 + 0.0030	0.0040 + 0.0035	0.0050 + 0.0035
	1.000000 V		0.0020 + 0.0006	0.0030 + 0.0007	0.0040 + 0.0007
	10.00000 V		0.0015 + 0.0004	0.0020 + 0.0005	0.0035 + 0.0005
	100.0000 V		0.0020 + 0.0006	0.0035 + 0.0006	0.0045 + 0.0006
	1000.000 V		0.0020 + 0.0006	0.0035 + 0.0010	0.0045 + 0.0010

Q1: identificați termenii din formula erorii limită (ex. Agilent)

Q2: cât este eroarea limită absolută la măsurarea unei tensiuni $U_x=2V$ cu acest aparat, la un an de la calibrare ?

A2: $0.00007V + 0.00005V = 0.00012V = 0.12mV$

Q3: cât este rezoluția pe scara respectivă? rezoluția *bună* e *mică* sau *mare*?

Q4: determinați clasa de precizie a aparatului ! pe care din cele 2 valori din tabel o folosiți?

Q5: de ce clasa de precizie e mai mare (mai proastă) pe scara de 100mV ?

Legătura N cifre ale DMM – n biți ai CAN

parametrii DMM: N_{\max} = nr. max. afișat (engl. *counts*)

N_{dig} = nr. cifre

ΔV = rezoluția

parametrii CAN: V_{REF} și n biți

$$\text{DMM: } \Delta V = V_{\text{REF}}/N_{\max}$$

$$\text{CAN: } \Delta V = V_{\text{REF}}/N_{\max}$$

$$\text{DMM: } N_{\max} = 10^{N_{\text{dig}}}$$

$$\text{CAN: } N_{\max} = 2^n$$

$$\text{DMM: } N_{\text{dig}} = \lg(N_{\max})$$

$$\text{CAN: } n = \log_2(N_{\max})$$

Exemplu:

Q: DMM cu $V_{\text{REF}}=20\text{V}$, $\Delta V = 100\mu\text{V}$ pe afișaj; dimensionați CAN!

A: $N_{\max} = 20\text{V}/100\mu\text{V} = 200000$;

$N_{\text{dig}} = \lg(N_{\max}) = 5.3$ digiți; folosim 5 ½ digiți ($N_{\max}=199999$)

$N_{\max} = 2^n \Rightarrow n = \log_2 N_{\max} = 17.6$ biți

folosim $n=18$ biți $\Rightarrow N_{\max} = 262144$

Legătura N cifre ale DMM – n biți ai CAN

În cazul cu zgomot:

$$U_{\text{zg rms}} = q/\sqrt{12} = \Delta V / \sqrt{12}$$

Dacă $U_{\text{zg rms}} > \Delta V$, ΔV este inutilizabil.

Se alege $\Delta V_{\text{ech}} = U_{\text{zg rms}} \sqrt{12}$

$$\text{ENOD} = \lg(V_{\text{REF}}/\Delta V_{\text{ech}}) \quad (N_{\text{dig}} \text{ efectiv})$$

Ex: Q: DMM cu $V_{\text{REF}} = 20\text{V}$, $U_{\text{zg rms}} = 70 \mu\text{V}$; dimensionați CAN !

A: $\Delta V_{\text{ech}} = 70 \sqrt{12} = 242.5 \mu\text{V}$

$$N_{\max} = 20\text{V}/242.5\mu\text{V} = 82474$$

ENOD = $\lg(N_{\max}) = 4.92$ digiți; folosim 5 digiți

$n_{\text{echiv}} = \log_2 82474 = 16.33$ biți

nr. diși: N

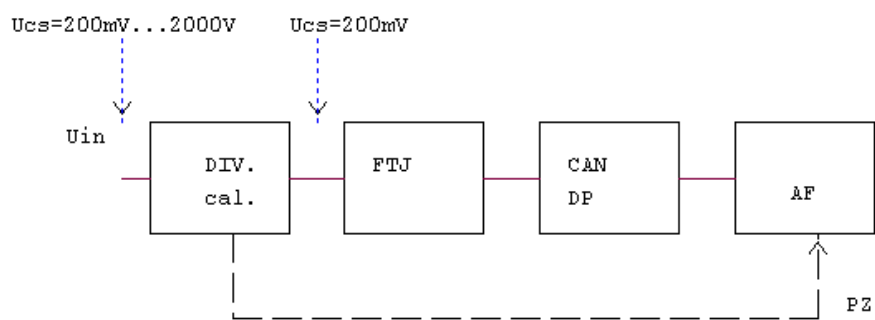
nr. de biși: n

N_{\max} din numărător: 2^n (counts)

Digits	3 ½		4 ½		5 ½		6 ½	
ENOD	3.01	3.61	4.21	4.81	5.42	6.02	6.62	7.22
Counts	1,024	4,096	16,384	65,536	262,144	1,048,576	4,194,304	16,777,216
Bits	10	12	14	16	18	20	22	24

Sursa: National Instruments

Realizarea voltmetrelor de c.c.

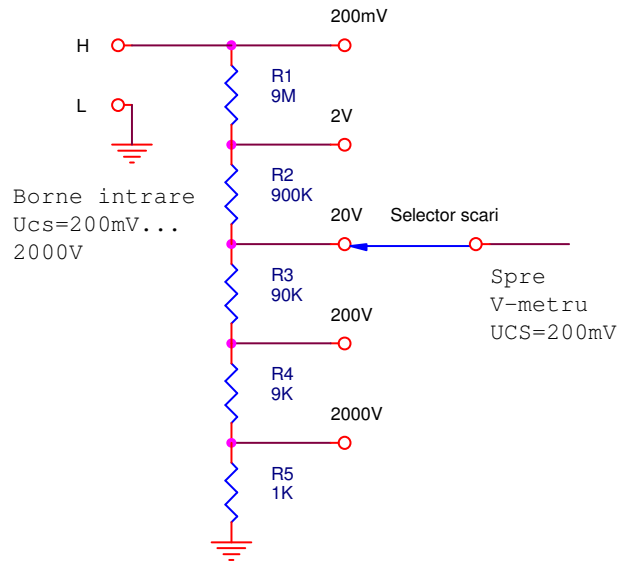


CAN DP: $U_{CS\ CAN} = 200mV$ (ex: 7106/7)

$U_{CS\ V\text{-metru}} = 10^K U_{CS\ CAN}$, $K=0..4$ (vezi schema următoare)

Q: cum acționează selectorul PZ pe fiecare scară ?

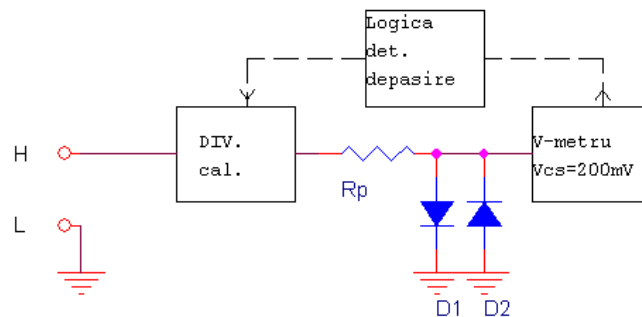
Realizarea voltmetrelor de c.c.: divizorul de intrare



$$R_{IN} = ct = 10M\Omega$$

Q: cum se aleg
R1... R5 ?

Realizarea voltmetrelor de c.c.: autorange



Comutatorul. div. cal înlocuite cu com. electronice sau relee

Scări: $U_{CS} = 200mV - 2V - 20V$ etc

crescător: $U_{IN} = 0..200mV \Rightarrow U_{CS} = 200mV$

$U_{IN} = 200mV.. 2V \Rightarrow U_{CS} = 2V$

descrescător: $U_{IN} = 2V.. 180mV \Rightarrow U_{CS} = 2V$

etc

(histerezis, range overlapping)

Memento (CIA?): rapoarte de rejecție

Mod serie = mod normal = în serie cu sursa de semnal

(sursele de tensiune se pun în serie)

Ex: sursă de c.a. perturbatoare în serie cu sursa de c.c. utilă

$$\text{NMRR} = \text{RRS} = E_{\text{serie perturb}} / U_{\text{nm echiv}}$$

Mod comun = modifică potențialul de referință (ground)

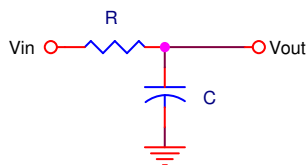
= afectează ambele borne (Hi/L0) ale sursei de semnal utile cu aceeași valoare

$$\text{CMRR} = \text{RRMC} = E_{\text{cm}} / U_{\text{nm echiv}}$$

Q: de ce apare $U_{\text{nm echiv}}$ în ambele cazuri la numitor?

Realizarea voltmetrelor de c.c.: FTJ pentru creșterea RRS

Q: calculați RRS al unui voltmetru cu filtrare și integrare la $f=50.1\text{Hz}$



$$\begin{aligned} \text{RRS}_F &= U_{\text{ps}} / U_{\text{cc echiv}} = \\ &= U_{\text{ps}} / (U_{\text{ps}} \cdot |H(j\omega)|) = 1 / |H(j\omega)| \end{aligned}$$

$$\text{Ex: } RC=100\text{ms}, \text{RRS}_F=30\text{dB}$$

Memento CAN DP: $\text{RRS}_I = -20 \lg \sin \omega T_1$ $\text{RRS}_I = \infty$ pt. $T_1 = k / f_{\text{retea}}$
pt $f = 50.1\text{Hz}$, $\text{RRS}_I = 35\text{dB}$ (scădere dramatică față de ∞)

$$\text{RRS} = \text{RRS}_I + \text{RRS}_F = 30+35=65\text{dB.}$$

Dezavantaj: scăderea nr conv/secundă.

OBSERVAȚIE: RRS duce și la creșterea RRMC_{cc} (nu și c.a.)

$$\text{RRMC}_{\text{total cc}} = \text{RRMC}_{\text{cc}} + \text{RRS}$$

Exemplu: extras din *datasheet* Agilent 34401A

Digits	NPLCs	Integration Time 60 Hz (50 Hz)	NMR
4½ Fast	0.02	400.7µs (400 µs)	-
4½ Slow	1	16.7 ms (20 ms)	60 dB
5½ Fast	0.2	3 ms (3 ms)	-
5½ Slow	10	167 ms (200 ms)	60 dB
6½ Fast	10	167 ms (200 ms)	60 dB
6½ Slow	100	1.67 sec (2 sec)	70 dB



RRS (NMRR sau NMR) pentru Agilent 34401A

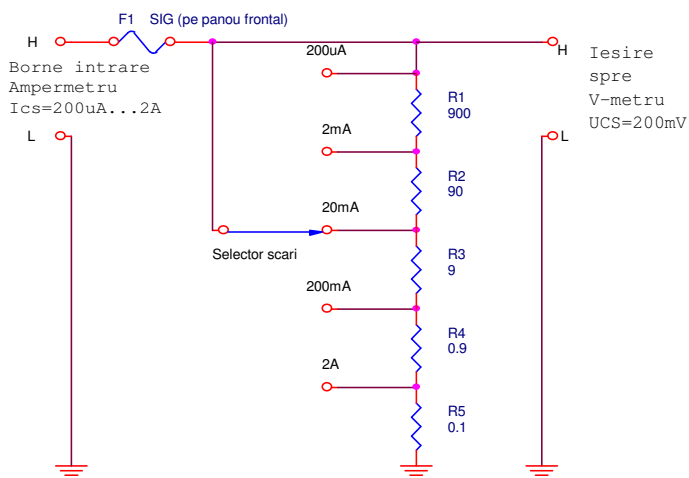
NPLCs = *Number of Power Line Cycles* = numărul de perioade de 50/60Hz.

OBS: frecvența rețelei este determinată automat.

Q: de ce NPLC > 1 deși în capitolul CAN DP se arată că k=1 e la fel cu k=N ?

Sursa: Agilent Technologies

Modul ampermetru: convertor I-U (s.n. șunt universal)

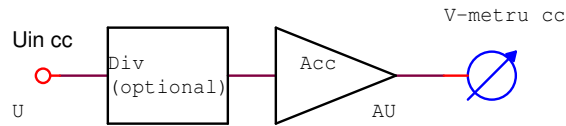


Șunt universal: se scurtcircuitază progresiv tot mai multe rezistențe pe măsură ce se selectează scări mai puțin sensibile.

OBS1: toate valorile R în Ω

OBS2: $R_{IN \text{ Voltmetru}} = ct$; $R_{IN \text{ Ampermetru}} \neq ct$.

V-metre de c.c. pentru semnale mici



Amplif. de c.c. greu de realizat pentru semnale foarte mici (mV) din cauza zg. propriu, offsetului propriu și a derivei termice.

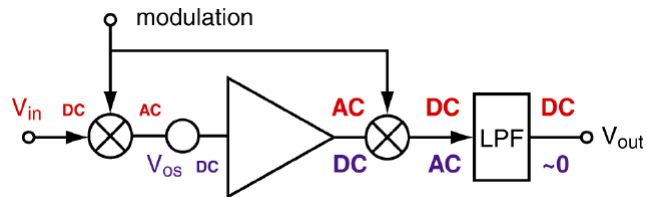
Aplicație: pt. un V-metru de c.c. folosind CAN cu $U_{REF}=10V$, $n=20$ biți, calculați offsetul maxim acceptabil pt un AO în circuitul de intrare. Alegeți un AO corespunzător pt funcționare în gama $-10..+50$ °C. Putem folosi LM358 (lab IEM) ?

A: $V_{OS} < 9.53\mu V$; ex: LTC1052 sau OPA2734: $V_{OS} = 5\mu V, 0.05\mu V/^\circ C$

LM358: $V_{OS} = 2mV, 15\mu V/^\circ C$

- AO clasic: offset=zeci/sute/mii de μV , drift offset= $\mu V / ^\circ C$
- AO cu *chopper*: offset= μV , drift offset ≈ 0

Amplificator de c.c. cu chopper



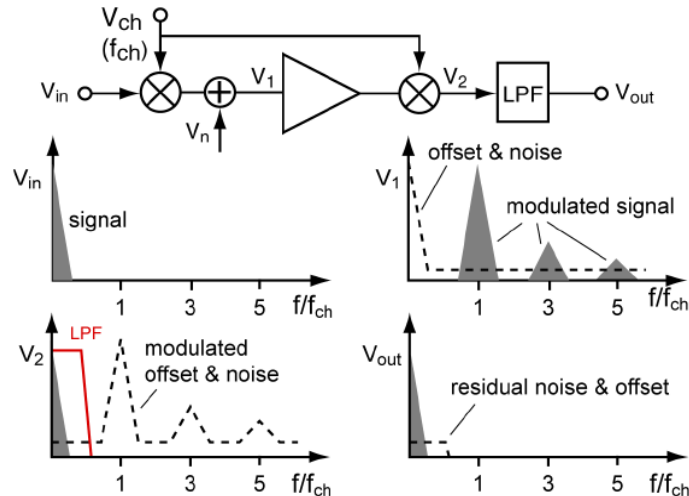
Calea de sus: tensiunea utilă: V_{IN}

Calea de jos: offsetul (trebuie rejectat): V_{OS}

- funcționează pentru c.c. și frecvențe foarte mici în c.a.
- conversie DC \rightarrow modulare \rightarrow AC \rightarrow amplificare AC \rightarrow demodulare \rightarrow DC prin filtrare trece-jos

Q: scrieți expresia tensiunii în fiecare punct pe calea de sus și cea de jos; de ce dispare offsetul ?

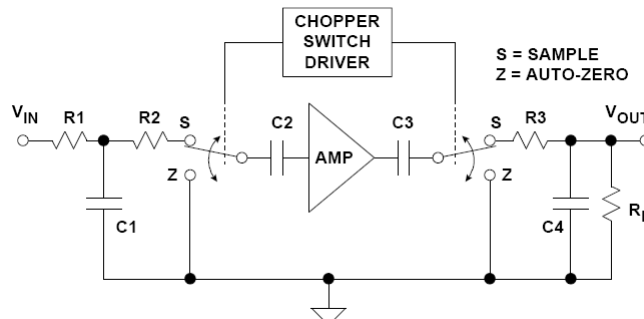
Amplificator de c.c. cu chopper - spectrele de frecvență (V_{ch} dreptunghiular)



Sursa: Kofi Makinwa, Delft University of Technology, the Netherlands

$f_{ch} \leftrightarrow f_s$; V_1, V_2 reprezintă spectrele repetate în jurul f_s (vezi capitolul CAN)

Amplificator de c.c. cu chopper (cont'd)



Semnalul de modulare/demodulare este dreptunghiular și comută comutatorul S/Z (echiv. unei **frecv. de eșantionare**) = KHz

- Când **com.=Z**, C2 și C3 se încarcă la valoarea offsetului
- când **com.=S**, ele apar conectate în sens contrar
- **R1, C1 = FTJ antialiere**; R3, C4 = FTJ de ieșire
- numit și *auto-zero amplifier*

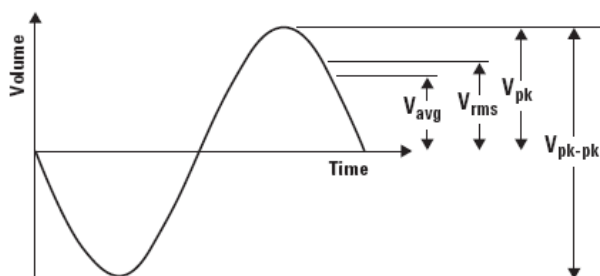
Sursa: Analog Devices

Amplificator de c.c. cu chopper (cont'd)

- **freqv. de eșantionare** = KHz $\rightarrow f_{\text{Nyquist}}$ = sute de Hz...KHz
- aplicație V-metru c.c. \rightarrow OK ($f=0$), se poate folosi ampl. cu chopper (*chopper amplifier*)
- pt c.a., $f=\text{KHz, MHz...}$ \rightarrow *chopper stabilized amplifier*; folosește un amp. cu chopper pt a elimina offsetul unui AO de frecvență mai mare (în același cip).

Voltmetre de c.a.

Semnale alternative: Memento METc



- Pentru $u(t)=U \sin \omega t$:

$$V_{med} = 0 \text{ (nu se folosește)}$$

$$V_{ma} = V_{avg} = 2U/\pi \text{ (RDA)}$$

$$V_{ef} = V_{rms} = U/\sqrt{2} = 0.707U$$

$$V_v = V_{pk} = U$$

$$V_{VV} = V_{PP} = V_{pk-pk} = 2U$$

$$FF = U_{ef}/U_{ma}$$

$$FC = FV = U_v/U_{ef}$$

Voltmetre de c.a.

$$V_{ef} = V_{ma} \cdot FF$$

$$FF_{sin} = V_{ef}(U \sin \omega t)/V_{ma}(U \sin \omega t) = (0.707U)/(2U/\pi) = 1.11 \text{ pentru RDA}$$

$$\Rightarrow V_{ef} = V_{ma} \cdot 1.11 \quad (1)$$

Toate voltmetrele de c.a. sînt gradate în v.ef. (RMS) pentru semnal sinusoidal;

2 Categori:

- Voltmetre care măsoară valori m.a. și gradate în v.ef. pe baza relației (1); produc erori sistematice pentru semnale ne-sinusoidale, căci $FF=FF_{sin}$ rămîne calibrat în aparat indiferent de forma semnalului.
- Voltmetre **True RMS**; indicația este adevărată pentru orice semnal. Calculează valoarea efectivă printr-o metodă independentă de forma semnalului.

Voltmetre de c.a. cu RDA

- $V_{ef} = V_{ma} \cdot 1.11$
- Erori atunci când $u(t)$ nu e sinusoidal:

Table 5. Error Introduced by an Average Responding Circuit When Measuring Common Waveforms

Type of Waveform 1 V Peak Amplitude	Crest Factor (V_{PEAK}/V_{rms})	True RMS Value (V)	Reading of an Average Responding Circuit Calibrated to an RMS Sine Wave Value (V)	Error (%)
Undistorted Sine Wave	1.414	0.707	0.707	0
Symmetrical Square Wave	1.00	1.00	1.11	11.0
Undistorted Triangle Wave	1.73	0.577	0.555	-3.8
Gaussian Noise (98% of Peaks <1 V)	3	0.333	0.295	-11.4
Rectangular	2	0.5	0.278	-44
Pulse Train	10	0.1	0.011	-89
SCR Waveforms				
50% Duty Cycle	2	0.495	0.354	-28
25% Duty Cycle	4.7	0.212	0.150	-30

Sursa: Analog Devices

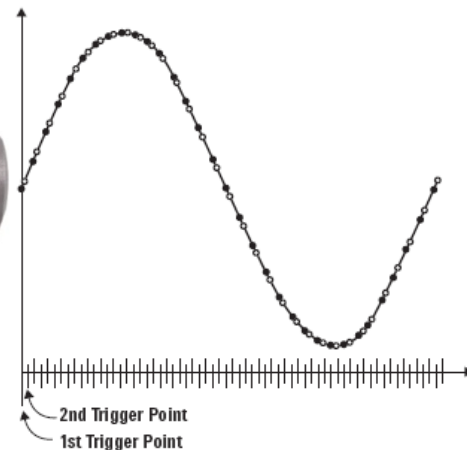
- Q1: calculați *Crest Factor (FC)* și eroarea pentru „Pulse Train” și „SCR Waveforms”
- Q2: explicați în ce măsură eroarea la măsurarea *RMS* a trenurilor de impulsuri este o problemă
- Q3: explicați de ce *SCR Waveform* este foarte întâlnit în aplicații casnice și industriale.

Voltmetre de c.a. *True RMS* - Tehnologii

1. Prin efect termic – lente, sensibile la FC; nu se mai fabrică recent – vezi METc
2. Folosind înmulțitor analogic (circuit integrat dedicat)
3. Cu eșantionare și calcul numeric, similar cu un DSO dar cu f_s mai mică. f_s nu este multiplă de f_{semnal} pentru a lua eșantioane de pe poziții diferite la fiecare perioadă.

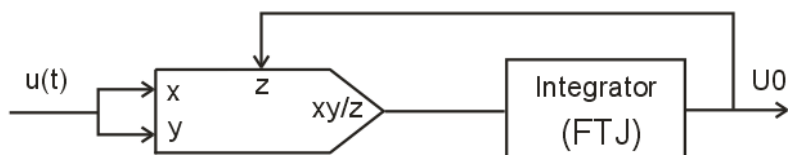


Sursa: Agilent Technologies /Keysight



2. Voltmetre *True RMS* cu înmulțitor

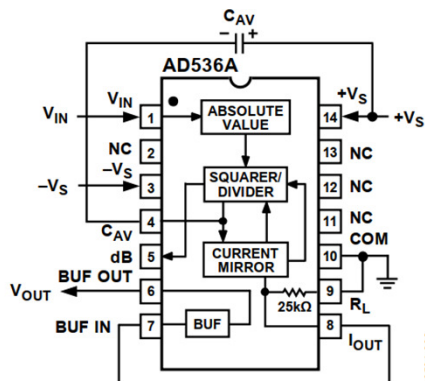
- Principiu: calculul analogic al relației de definiție $U_{RMS}^2 = \text{Avg}[u_{IN}^2(t)]$



- Circuit integrat numit *squarer/divider*
- Integrare=FTJ=mediere=Avg
- $U_0 = \text{Avg}(xy/z) = \text{Avg}[u_{IN}^2(t) / U_0]$
- $U_0 = \text{ct deci iese în fața mediei}$
- $\rightarrow U_0^2 = \text{Avg}[u_{IN}^2(t)]$ deci $U_0 = U_{RMS}$

2. Voltmetre *True RMS* cu înmulțitor

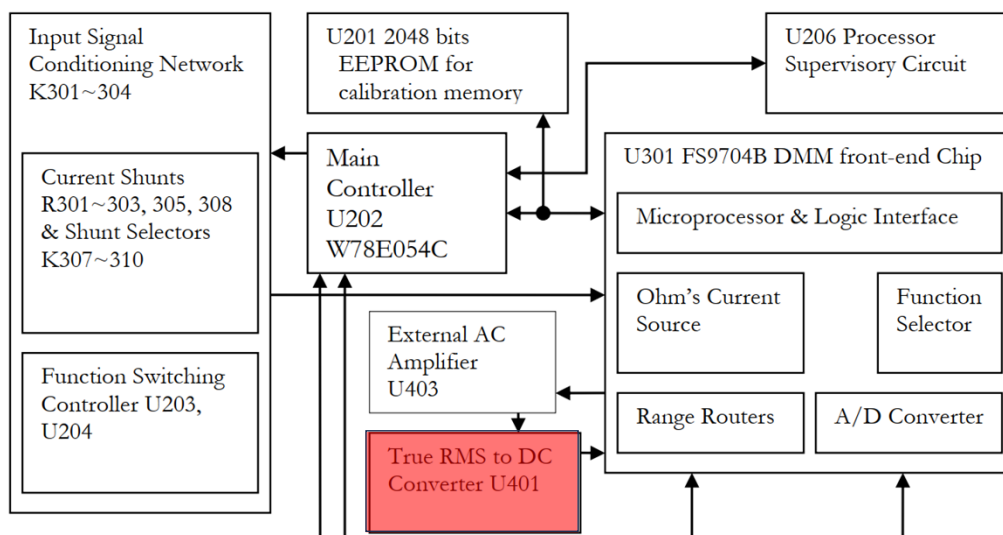
- $U_{RMS}^2 = \text{Avg}[u_{IN}^2(t)]$
- Exemplu: circuit integrat Analog Devices AD536 utilizat în multimetrul de laborator GW-Instek GDM8245



- C_{AV} = *averaging capacitor* (componentă externă) Sursa: Analog Devices



Extras schemă bloc GDM-8245: U401=AD536



Exemplu - AD536

- $U_{RMS} = \text{Avg} [u_{IN}^2(t) / U_{RMS}]$ [1]
- $I_1 = |u_{IN}|/R$ deci proporțional cu modulul $|.|$ Semnificație: redresare de precizie, ne-afectată de V_T a diodei.
- Tranzistorul de la ieșirea A1 este folosit ca diodă redresoare
- Blocul *Square/Divider* face operația:

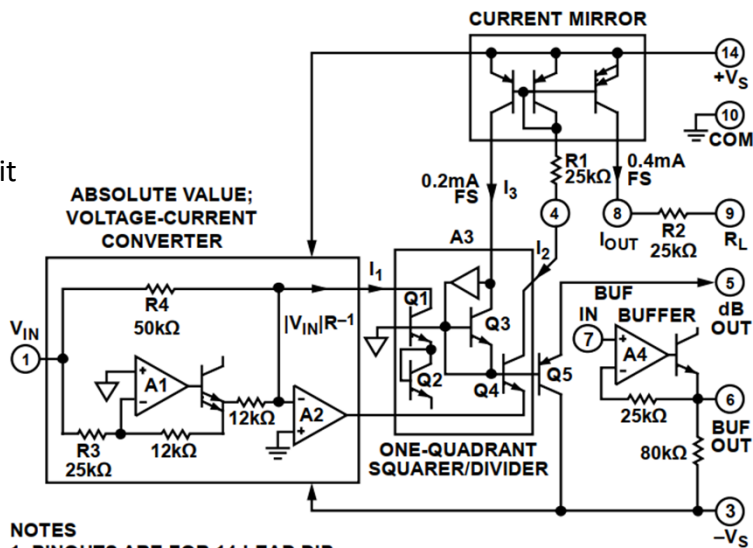
$$I_4 = I_2 = I_1^2 / I_3$$

- Medierea (AVG): FTJ R_1 , C_{AV} (pin 4). Oglinda de curent face $I_3 = \text{Avg}(I_4)$

$$\rightarrow I_3 = \text{Avg}(I_4) = \text{Avg}(I_1^2 / I_3) \text{ similar [1]}$$

$$\rightarrow I_3 = I_{1\text{RMS}}$$

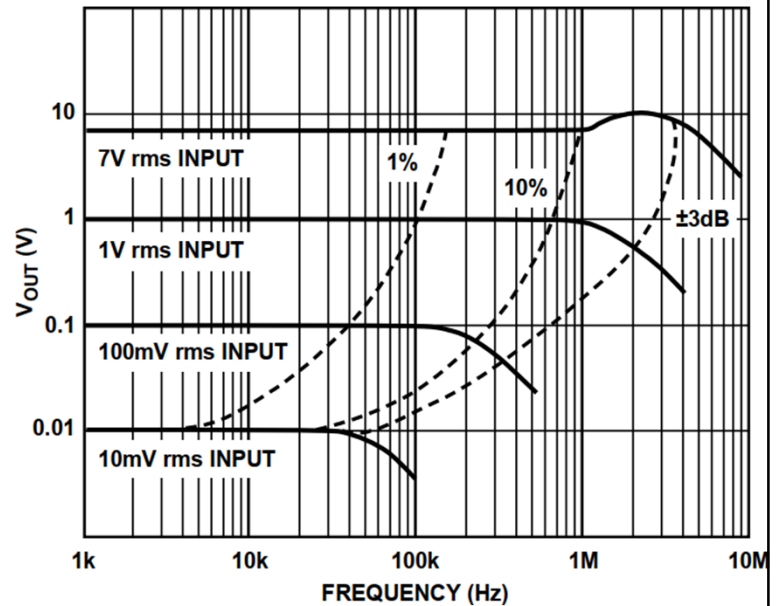
$$I_{out} = 2I_3 \rightarrow V_{out} = 2R_2 I_{RMS} = V_{RMS}$$



NOTES
1. PINOUTS ARE FOR 14-LEAD DIP.

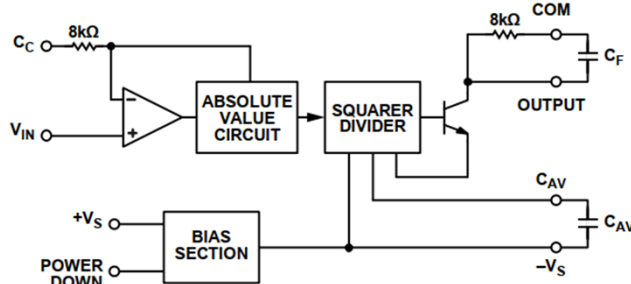
AD536 – erori: interpretare datasheet

- Linie groasă: caracteristica de frecvență pentru diferite tensiuni
- Linie subțire: limite ale tensiunii și frecvenței pt. eroare de 1%, 3% sau 3dB (ieșirea dB)
- Exemple:
- $1V_{RMS}$ poate fi măsurat cu $\epsilon < 1\%$ pt. $f < 100KHz$
- $10mV_{RMS}$ poate fi măsurat cu $\epsilon < 1\%$ pt. $f < 5KHz$
- Eroarea minimă: $\pm 0.2\% \pm 2mV$



Alt exemplu: AD737

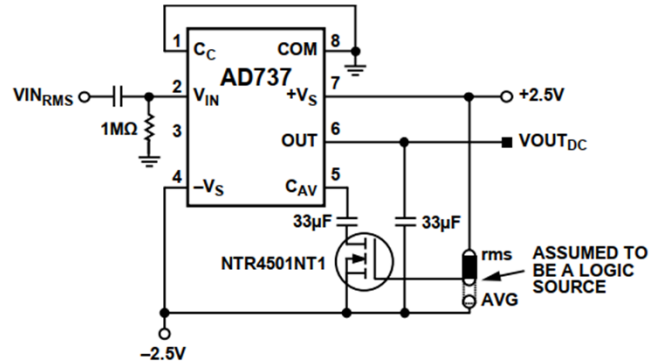
- Utilizat inclusiv în seria de multimetre portabile Fluke 7x, 17x



- Q: Ce se întâmplă în lipsa condensatorului de mediere C_{AV} ?
determinați noua relație de conversie.

AD737 RMS/MA

- A: U_{RMS} devine U_{MA} cu RDA eliminând medierea
- Demo: relația $U_{RMS}^2 = \text{Avg}[u_{IN}^2(t)]$ devine:
 $U_0^2 = u_{IN}^2(t) \rightarrow U_0 = |u_{IN}(t)|$
- În continuare se folosește redresorul de precizie din circuit
- Deci, voltmetru de c.a. de valori medii (există în continuare un efect de mediere realizată de C_F și $R=8K\Omega$)
- Avantaj: timp de răspuns mai mic în var. cu mediere decât RMS, dacă $C_F < C_{AV}$

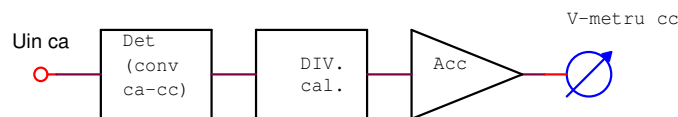


sursa: Analog Devices AD737 datasheet
MOSFET pentru selecția RMS/MA

- Studiu de caz: adăugarea condensatorului, măsurări comparative MA și RMS, recalibrare:
<https://www.eevblog.com/2022/01/21/eevblog-1448-convert-a-fluke-77-iv-to-true-rms-for-10-cents/>

V-metre de c.a. pt. semnale mici

- Semnalele mici necesită amplificare
- Pînă acum, amplificarea a fost în c.a., urmată de conversia RMS \rightarrow DC
- Avantaj: impedanță mare de intrare (tipică pt. amplif. cu AO)
- Dezavantaj: bandă redusă de frecvențe KHz... MHz
- Variantă: conversie inițială AC \rightarrow DC chiar la borna de intrare (tipic, detector de vîrf, vezi METc) urmată de amplificare în c.c.



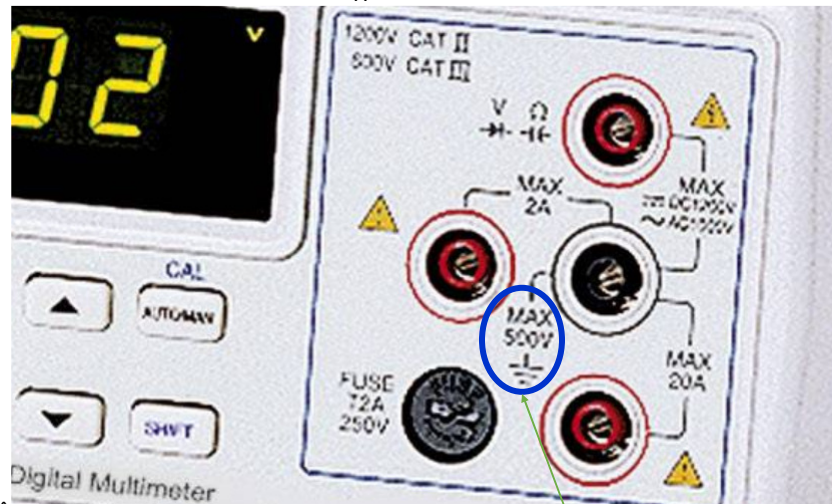
Avantaje:

- Bandă foarte largă (GHz)
- C_{IN} foarte mică

Dezavantaje:

- R_{IN} mică
- sensib. slabă: zeci de mV; neliniar la semnale mici

Moduri de conectare a U_x la bornele V-metrului

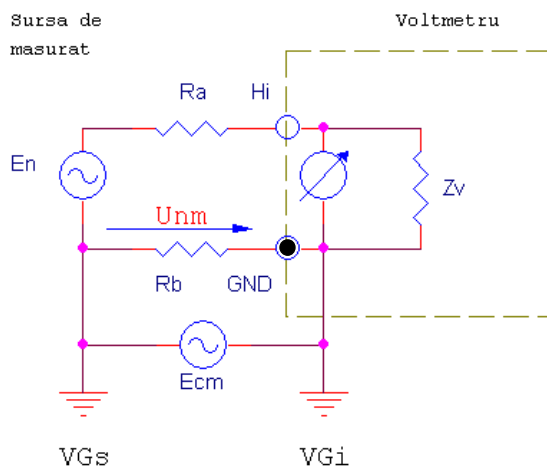


Q: Câte borne are multimetrul din laborator pe modul voltmetru ?

A: 3, deși nu sînt vizibile decît 2 !

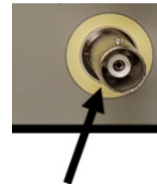
Q: Cum știm? A1: tipul de mufă non-BNC; A2: indicația de pe panou arată diferență potențial max. 500V între Lo și GND → $Lo \neq GND$

Conectarea cu 2 borne ($Lo=GND$)



$V_{GS} \neq V_{GI}$
potențialul nenul la instrument e cauza problemelor de mod comun!

Q: motive fizice pt. aceasta?



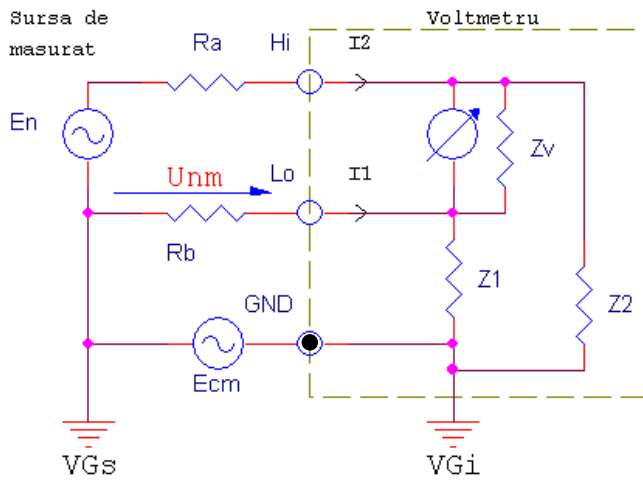
$$E_{cm} = V_{GS} - V_{GI} \quad \text{doar 2 borne} \leftrightarrow U_{nm} = E_{cm}$$

$$RRMC = E_{cm} / U_{nm} = 1; \quad RRMC_{dB} = 0dB$$

Această conectare este *implicită* dacă aveți mufă BNC !

Borna GND se conectează la carcasă și implicit la împământare.

Conectarea cu 3 borne (Hi, Lo, GND)



Carcasa aparatului
conectată la GND
bornele Hi,Lo
flotante

I_1, I_2 efecte ale E_{cm}
prin Z_1, Z_2

$Z_1 \ll Z_2$
datorită ariei Lo

$I_1 \gg I_2 \Rightarrow U_{nm}$ neglij.
prin R_a

tipic:

$R_b = 1\text{K}\Omega$

$Z_1: R_1 = 10^9\Omega,$

$C_1 = 2.5\text{nF}$

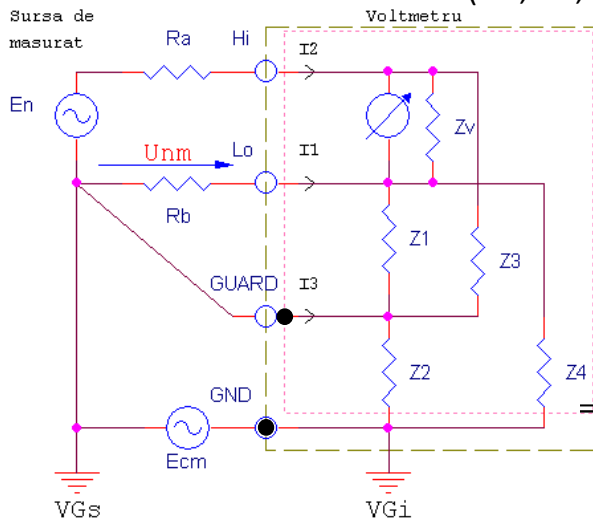
$$E_{cm} = V_{GS} - V_{Gi} \quad U_{nm} = E_{cm} R_b / (Z_1 + R_b)$$

obs că acum $U_{nm} \ll E_{cm}$

$$RRMC = E_{cm} / U_{nm} = (Z_1 + R_b) / R_b \approx Z_1 / R_b$$

tipic: cc: RRMC = 120dB ca (50Hz) : RRMC = 62dB

Conectarea cu 4 borne (Hi,Lo,Guard,GND)



carcasa conectată la GND
ecranul interior conectat la
Guard (punctele ●)

I_1, I_3 efecte ale E_{cm} prin Z_4, Z_2

Z_4 „trece prin” ecranul
suplimentar Guard

$\Rightarrow Z_4 \gg Z_2$

$\Rightarrow I_3 \gg I_1$

U_{nm} redus (curentul dat. mod
comun preferă calea prin
Guard față de cea prin Lo)

tipic:

$R_b = 1\text{K}\Omega$

$Z_1, Z_2: R = 10^9\Omega, C = 2.5\text{nF}$

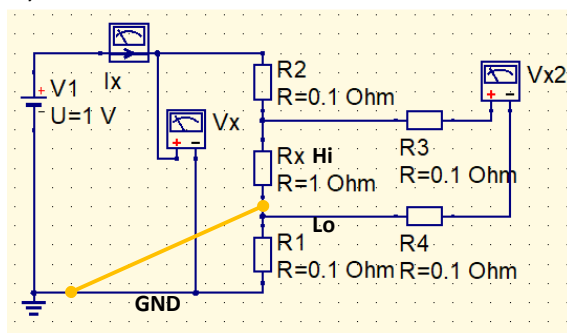
$Z_4: R_4 = 10^{11}\Omega, C_4 = 2.5\text{pF}$

$$U_{nm} = E_{cm} R_b / (Z_4 + R_b)$$

$$RRMC = (Z_4 + R_b) / R_b \approx Z_4 / R_b$$

tipic: cc: RRMC = 160dB ca(50Hz) : RRMC = 120dB

Consecință a conectării cu N borne



Q: câte borne **trebuie** să aibă V-metrul V_{x2} pt. măs. U_x pe R_x

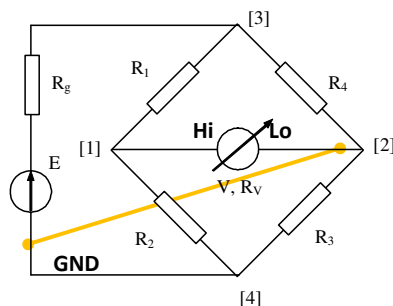
A: 3 (sau 4) borne, borna Lo să fie \neq de borna GND (vezi V-m V_{x2} dar fără R_3, R_3)

OBS: vedeți un exemplu de situație în care ap. reale nu-s ca în simulare!

În cazul conectării la un V-m cu 2 borne, $Lo = GND$ și se scurtcircuitează R_1

(se face în mod nedorit conexiunea)

Consecință a conectării cu N borne (cont'd)



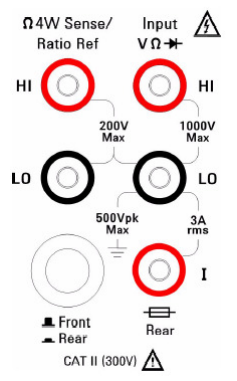
Q1: aceeași întrebare pt V-metrul punții Wheatstone; consecințe dacă se fol. 2 borne adică $Lo = GND$?

A1: scurt-circuitarea R_3

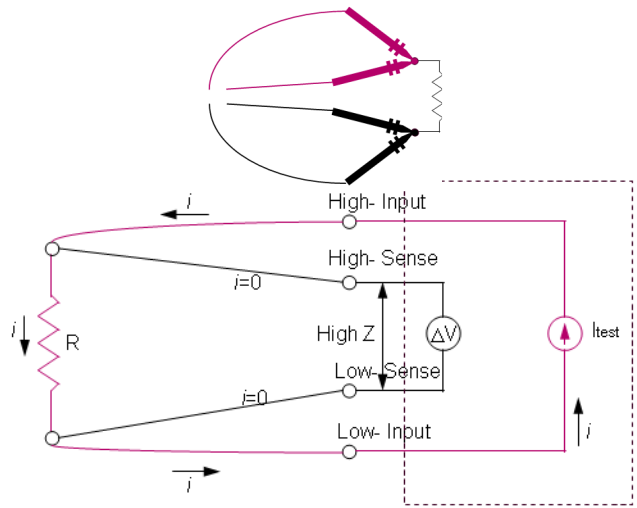
Q2: putem folosi un osciloscop în loc de V-metru?

A2: hint: tipul de mufă?

Alte borne: măsurarea cuadripolară pentru modul ohmetru (ex: Agilent 34401A)



Sursa: Agilent Technologies



Conectarea cu 4 borne (4T) pt. măsurarea Z_x nu are nici o legătură cu conectarea cu 4 borne de tensiune (Hi,Lo,Guard,GND precedentă) !

Morala: nu confundați bornele ! Hint: notația **Ω4W** = modul **Ω 4-Wires**