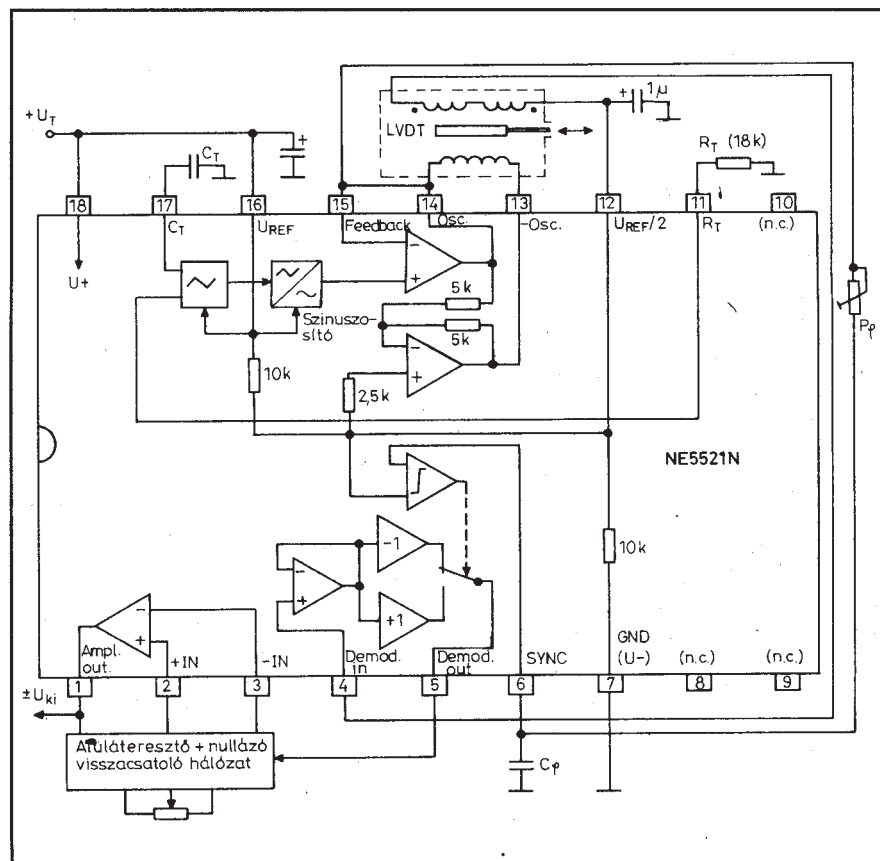


Hasonló címen az [1]-ben mutattam be a máig egyik legkorszerűbb olyan integrált áramkört – az AD698-at – amelyet első-sorban differenciáltranszformátoros mérő-jel-átalakítók jelkondicionálására terveztek. Akkor így fogalmaztam: „...A katalógusok felkínálta választékból az Analog Devices AD698 típusú... ..tokját mutatom be.” A valóságban a kereskedelmi „választék” ezen a speciális alkalmazási területen igen szerénynek mondható; hazánkban a kevés típusból is az AD698-on kívül gyakorlatilag csak a Philips NE5521N típusú LVDT-jelkondicionáló áramköre szerezhető be. A következőkben ezt mutatom be röviden a gyári adatlap és az alkalmazási segédlet alapján, majd részletesen ismertetek egy saját fejlesztésű kártyát, amelynek központi eleme az NE5521N.

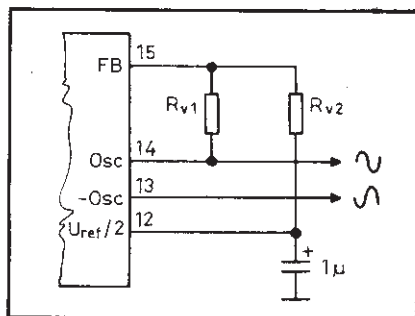
A [2] adatlap, ill. a [3] segédlet a differenciáltranszformátoros alkalmazásokon kívül a következő feladatok megoldására javasolja az 5521-et:

- Természetesen ez a csip is tartalmaz egy oszcillátort, amelynek működését az adatlap nem részletezi. Méréseim alapján ez az áramköri egység egy szimmetrikus háromszögjel-generátoron alapul, amelynek frekvenciáját előszörban kívülről a 11. láb és a föld közé kapcsolt R_T ellenállás, ill. a 17. láb és föld közé kötött C_T kondenzátor határozza meg, de a 16. lábra vezetett referenciafeszültség értéke is befolyásolja. A gyártó nagy stabilitású, 18 k Ω -os ellenállást, ill. kis hőfoktényezőjű és kis veszteségű kondenzátort javasol csatlakoztatni, a minél nagyobb frekvenciastabilitás érdekében. Célszerű 1%-os fémréteg-ellenállást, ill. hasonló tűrésű polisztirol-kondenzátort beépíteni. Szintén a kellő frekvencia- és amplitúdóstabilitás érdekében a 16. lábra vezetett referenciafeszültségnek is nagyon stabilnak kell lennie és semmiképpen nem haladhatja meg a tápfeszültséget! A legtöbb alkalmazásban a 16., ill. a 18. lábat egyszerűen összekötjük és a közösített pontra stabilizált tápfeszültséget kapcsolunk; a [3]-ban szereplő összes kapcsolási példa ilyen.

A négyszöggenerátort valamilyen törtvonalas közelítésű szinuszformáló követi; ez a kimenőjel oszcilloszkópos vizsgálata során is egyértelműen kiderül. Egy teljes periódus ui. láthatóan 10 egyenes szakaszból tevődik össze, a görbealak pedig jellegzetesen csúcsos.



RÁDIÓTECHNIKA



2. ábra

Mivel ezt a tokot alapvetően „egytelepes” táplálására tervezték, a csipen integrált precíziós osztó előállítja a referenciafeszültség felének megfelelő potenciált, amit a 12., $U_{REF}/2$ lábba vezettek ki. Ez a feszültség alkalmas a fázisdetektor munkapontjának beállítására. A legegyszerűbb esetben az LVDT szembekapcsolt szekundereinek egyik kivezetését az elkóval hidegített $U_{REF}/2$ pontra, a másikat a fázisdetektor bemenetére kötjük, így ez utóbbi pont potenciálja is a referenciafeszültség fele lesz.

Természetesen nincs akadálya a szimmetrikus tápfeszültség alkalmazásának sem: ilyenkor a 12. lábat földre kötjük.

Az oszcillátor frekvenciája az alábbi képlettel számolható:

$$f_0 = \frac{1000 (U_{REF} - 1,3)}{U_{REF} C_T (R_T + 1,5)}; \text{ kHz, V, nF, k}\Omega \quad (1)$$

A kívánt oszcillátorfrekvenciához a C_T kondenzátort kell méretezni. A fenti egyenletet átrendezve, az R_T helyére az ajánlott 18 k Ω -ot behelyettesítve és a lehetséges műveleteket elvégezve a következő adódik:

$$C_T = \frac{51,28 (U_{REF} - 1,3)}{f_0 U_{REF}}; \text{ nF, V, kHz.} \quad (2)$$

Például egy ferritmagos differenciáltranszformátort az IC-re megengedett legnagyobb, azaz 20 kHz-es vivőfrek-

venciával szeretnénk gerjeszteni. $U_+ = U_{REF} = 11,5$ V. A kiinduló adatokat a fenti képletbe behelyettesítve $C_T = 2,27$ nF adódik. Mivel semmiképpen nem szeretnénk meghaladni a megengedett felső frekvenciahatárt, $C_T = 2,4$ nF-ot választunk ($f_0 = 18,95$ kHz). Ha a két külső passzív elem értéke abszolút pontos lenne, az IC gyártási szórásából adódóan még mindig keletkezhetne legfeljebb $\pm 5\%$ eltérés.

Az LVDT primer tekercsének meghajtására két OPA-jellegű puffere erősítő szolgál, amelyek egyike invertáló, így a 13. lábon a 14.-éhez képest ellenfázisú szinusztel mérhető. A 15. *Feedback* kivezetést általában összekötjük a 14. lábbal, így az első OPA erősítése 1, a másodiké -1.

Ha a 15. kivezetés, valamint a 12., ill. a 15. és a 14. kivezetés közé egy ellenállást kapcsolunk (2. ábra), akkor ezzel a visszacsatoló hálózattal az első buffer erősítése, ezzel a jelamplitúdó nő. Az eredő feszültségerősítés:

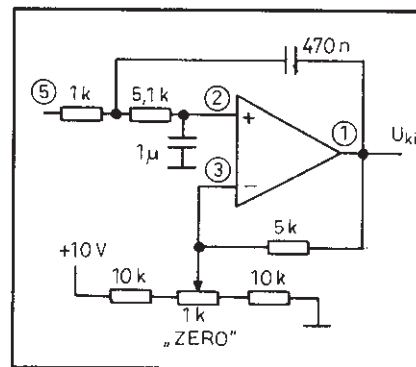
$$A = (R_{V1}/R_{V2}) + 1. \quad (3)$$

A szinuszosító fokozat kimenőfeszültsége:

$$U_O = U_{REF}/8,8. \quad (4)$$

$U_{REF} = 11,5$ V esetén $U_O \approx 1,3$ V. Ha pl. mindkét ellenállást 5,1 k Ω -osra választjuk ($A = 2$), akkor az OSC, ill. a -OSC kimeneten a jel effektív feszültsége kb. 1,85 V lesz; a csúcsértékek kb. 2,6 V-ra adódnak. Mivel a két kimenet ellenfázisú, az LVDT primertekecsét eredően 5,2 V_{eff} (7,4 V_{cs}) szinusztel gerjeszti. A kimenőfeszültség növelése ritkán használt opció, a bemutatandó konstrukciónál én sem éltetem vele.

Minden LVDT-jelkondicionáló lényeges áramköri részlete a már említett fázisdetektor, más néven szinkron-demodulátor. Esetünkben ez a fokozat egy, a demodulálódó jelet – a legegyszerűbb esetben magát az LVDT kimenőjelét – a 4. kivezetésen fogadó, $A_u = 1$ erősítésű műveleti erősítőtől, az előbbi kimenetéhez kapcsolt egy



3. ábra

invertáló, ill. egy neminvertáló puffere erősítőtől, illetve ezen utóbbiak jelét a referenciajel ütemében a kimenetre (5. láb) kapcsolgató analóg váltókapcsolóból áll. A váltókapcsolót a SYNC bemenetről (6. láb) érkező szinuszos referenciajellel vezérelt nullkomparátor működteti.

További áramköri részlet egy közepes minőségű, független műveleti erősítő, amelynek invertáló bemenete a 3., neminvertáló bemenete a 2., kimenete az 1. lábba van kivezetve. Ezt az OPA-t a gyári ajánlás (3. ábra) szerint a kívülről csatlakoztatott frekvenciafüggő visszacsatoló hálózattal kimeneti aktívszűrőként (az áteresztőszámban $A_u = 1$ erősítésű másodfokú aluláteresztőként) érdemes felhasználni.

A legtöbb differenciáltranszformátor kimenőfeszültségének fázisa eltér a gerjesztőfeszültség fázisától; a kettő között néhány fok...néhány száz fok fázishiba mutatkozik típustól, konstrukciótól függően. Hogy a szinkron-demodulátor helyes fázisban kapcsolgasson, az OSC kimenet és a SYNC bemenet közé egy beállítható fázistoló tagot (elemi RC integrálót) kell beiktatni. Az 1. ábrán ez a P_ϕ , C_ϕ ; a fázisszinkron a trimmerrel állítható be. Az RC-tag fázistolása:

$$\Delta\phi = \arctg(2 \cdot 10^{-3} \pi f_0 R_\phi C_\phi); \text{ fok, kHz, k}\Omega, \text{ nF.} \quad (5)$$

Ebből az RC-tag:

$$R_\phi C_\phi = \text{tg } \Delta\phi / (2 \cdot 10^{-3} \pi f_0); \text{ k}\Omega, \text{ nF, fok, kHz.} \quad (6)$$

INCOMP Electronics

Elektronikai alkatrész kis- és nagykereskedelem

 2120 Dunakeszi Fő út 35. Tel.: 27/342-407
Nytva: hétköznap 9.00-17.00 óráig

 Fax: 27/341-601 Email: incomp@dunaweb.hu
Postai utánvételes csomagküldés

Raktárról kínálunk több ezerféle elektronikai alkatrészt.
IC-k, ellenállások, kondenzátorok, diódák, tranzistorok, LED-ek, kvarcok stb. nagy választékban, SMD kivételben is.
Internet címünk: www.incomp.hu letölthető raktárkészletünk. Online keresési és rendelési lehetőség!

A fenti képlet használatához ismerünk kell az LVDT fázishibáját. Katalógustermékeknel ezt megadja a gyártó, saját készítésű differenciáltranszformátornál pl. kétsugaras szkóp segítségével nekünk kell hozzávetőlegesen meghatároznunk.

Az NE5521N OSC, ill. -OSC kimenete együttesen legalább 300 Ω -os primerimpedanciájú LVDT-vel terhelhető (a szekunderoldali terhelést elhanyagolhatjuk). Ha a tekercs meneteinek szórt kapacitásától és egyéb veszteségeitől eltekintünk, akkor is érvényesnek kell lennie az alábbi összefüggésnek:

$$\sqrt{(2\pi f_0 L)^2 + R^2} \geq 300. \quad (7)$$

Általában a tekercs rézellenállása is elhanyagolható, így elegendő csak az induktanciát figyelembe venni:

$$2\pi f_0 L \geq 300. \quad (8)$$

Ezzel az egyszerűsítéssel nem követünk el nagy hibát, hiszen a tekercs impedanciája mindenképpen nagyobb a számítottnál. A lehetséges műveletek

elvégzése és átrendezés után a következő egyszerű formulához jutunk:

$$L \geq 477/f_0; \text{ mH, kHz.} \quad (9)$$

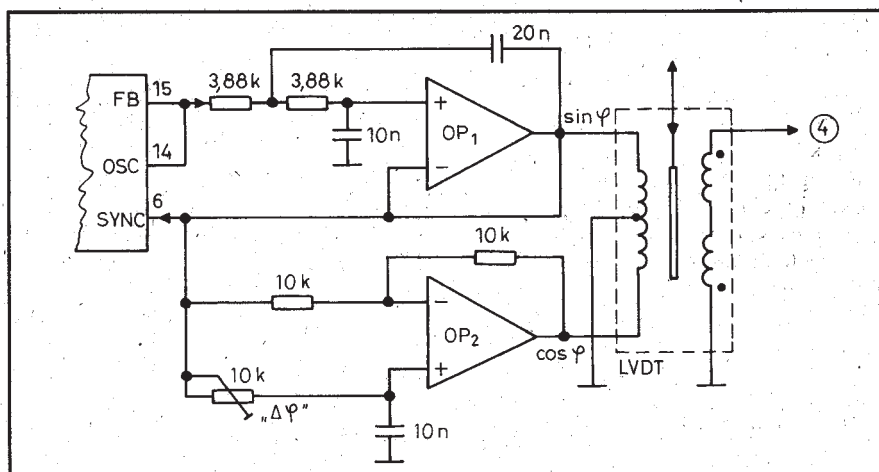
Ha egy adott LVDT esetén nem teljesíthető a (9) feltétel, akkor az NE5521N kimenetei és az LVDT közé pl. a 4. ábrán bemutatott, két megfelelő kimenőteljesítményű OPA-ból (esetleg OPA jellegű monolitikus hangfrekvenciás erősítőből, sztereoerősítőből) álló buffert kell beiktatni. Ebben, a [2]-ből származó kapcsolás-

ban a fáziskorrekció az OP₂ neminvertáló bemeneténél történik.

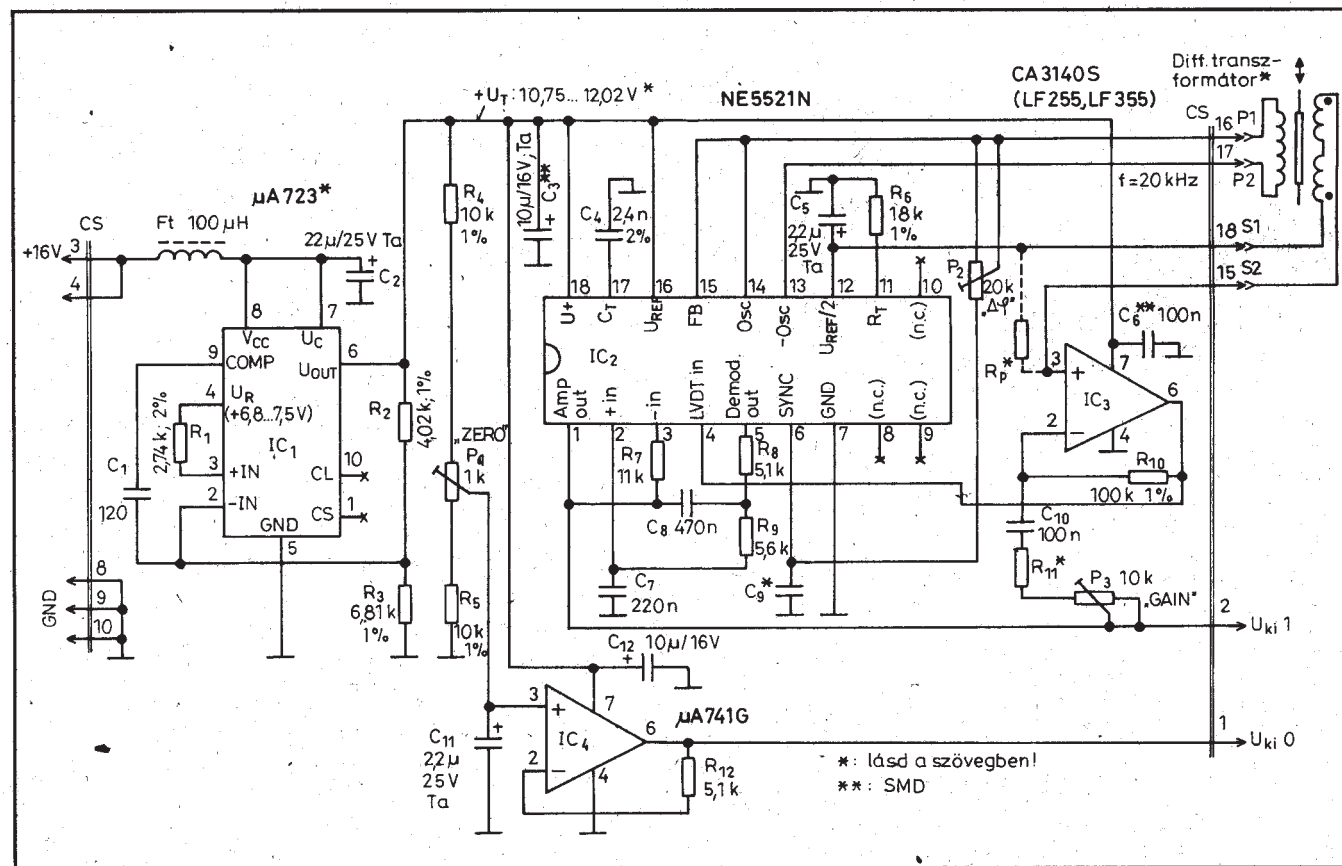
Az NE5521N katalógusadatait a táblázat tartalmazza (a [3]-ban szereplő eredeti jelöléseket jórészt meghagytam). A táblázat adatai U₊ = 10 V-ra vonatkoznak.

Univerzális LVDT jelkondicionáló kártya

A következőkben ismertetett áramkör egy saját fejlesztésű analóg jelfeldol-



4. ábra



5. ábra

gozó rendszer egyik eleme. A rendszer egységes mechanikai kialakítású és csatlakozófelületű, egységes tápfeszültség-igényű kártyákból áll, amelyeket igyekeztem a lehetőségekhez képest olcsón beszerezhető alkatrészekből felépíteni. A kártyaméret és az elektromos csatlakoztatás kialakítása olyan, hogy a kártyák a kereskedelemben kapható, 60 mm belmagasságú, alumíniumlemezről hajlított, lakkozott dobozok közül akár a legkisebbe is beépíthetők legyenek. (Beépítés alatt az alappanelba való dugaszolást kell érteni.)

Az áramkör teljes kapcsolási rajzát az 5. ábra mutatja. Az NE5521N alapvetően az 1. ábrán szereplő, egytápf-

szükséges alkapcsolásban üzemel. A lényeges különbség az, hogy az LVDT kimenete és a jelkondicionáló IC jelbemenete (4. láb) közé beiktattam az IC₃ AC-erősítőt. A vívőfrekvenciás rendszer stabilitása ui. akkor érvényesül igazán, ha a szükséges erősítést nem a demodulált, szűrt DC-jelen, hanem még az AC kimenőjelen végezzük. A jFET bemenetű szélessávú erősítő ún. elektrométer-visszacsatolással üzemel, így az LVDT-t gyakorlatilag csak az opcionálisan beépíthető R_p ellenállás terheli. (Ez akkor szükséges, ha a gyártó megadott terhelőellenállással garantálja az LVDT karakterisztikáját.)

(Folytatjuk)

Jelölés	Paraméter	Mérési körülmények	Érték			Egység
			Min.	Tip.	Max.	
U ₊	Tápfeszültség	Abszolút maximális érték!			20 (±10)	V
T _A	Környezeti hőmérséklet			0	70	°C
I _C	Áramfelvétel a 18. lábon			12,9	20	mA
U _{REF}	Referenciafeszültség		5		U ₊	V
I _{REF}	Referenciabem. árama			5,3	8	mA
P _D	Teljesítménydissipáció			182	28	mW
Oscillátor						
f ₀	Frekvencia		1		20	kHz
U ₀	Kimenőfeszültség*	R _T = 10 kΩ		U _{REF} /8,8		V
THD	Harmonikus torzítás	Terheletlenül		1,5		%
	Amplitúdókülönbség a két kimenet között	T _A = 25 °C		0,4	3	%
	Az ampl. hőfokfüggése			0,005	0,01	%/°C
	Frekvenciapontosság	T _A = 25 °C		±0,9	±5	%
	A frekvencia hőfokfüggése	Csak a csipre vonatkozik, az R _T és a C _T hatása nincs beszámítva		0,05		%/°C
	A frekvencia feszültségfüggése			2,5		%/U _{REF}
	A kimenetek minimális terhelőimpedanciája	Ahol a torzítás 5% alatt garantált	170	300		Ω
Fázisdetektor						
ε _r	Linearitáshiba	Bemeneti fesz.: 5 V _{CS-CS}		±0,05	±0,1	%
	Max. bemenőamplitúdó				U _{REF} /2	V _{CS-CS}
U _{OS}	Bem. ofszetfeszültség		±1,4	±5		mV
TCU _{OS}	Ofszetfeszültség driftje			5	25	μV/°C
I _{BIAS}	Bemenőáram		-600	-234		nA
	U _{REF} /2 pontossága			±0,1	±1	%
Önálló műveleti erősítő						
U _{OS}	Bem. ofszetfeszültség			±0,5	±5	mV
I _{BIAS}	Bemenőáram		210	600		nA
I _{OS}	Bemeneti ofszetáram			10	50	nA
A _u	Feszültségerősítés		100	385		V/mV
SR	Felfutási meredekség			1,3		V/μs
GBW	Egységnyi erősítéshez tartozó sávzélesség	A _u = 1		1,6		MHz
	Kim. kivezérelhetősége	R _T = 10 kΩ	7	8,2		V
	A kimenetnek az U ₊ vagy a föld felé kialakuló rövidzárási árama	T _A = 25 °C		42	100	mA

*: a 14. és a 15. lábat összekötve az OSC, ill. a -OSC kivezetés feszültsége ezzel azonos.

MAXWELL DIGITAL MULTIMETERS

DIGITÁLIS MULTIMÉTEREK DIGITÁLIS LAKATFOGÓK DIGITÁLIS THERMOMÉTER

Műszaki adatok

Kijelző	5-5 digitus
DC V	1mV-1000V
AC V	1mV-750V
DC A	1μA-10A
AC A	1μA-10A
Ellenállás	0,01Ω-800MΩ
Frekvencia	0,01Hz-8MHz
Kapacitás	20pF-100μF
dBm	80dBm-80dBm
Dióda teszt	igen
Folytonossági teszt	igen
Hangjelzés	igen
Tesztjel kimenet	5V freq. 0,5-5000Hz
Hőmérséklet	50°C-1372°C
Méret (H x Sz x M)	190x88,5x40mm-tok
Tömeg	575g
Tartozékok	mérőszár (10A) alkalmazható elem RS232 kábel + szoftver kezelési utasítás

Autóáramlás, csatlakozók rögzítés
Perifériák mérési módja
RS232 kommunikáció
Kijelző háttérvilágítás
Automatikus kikapcsolás
Automatikus mérésihatár váltás
Optikai fordulatszámérő adapter
K típusú hőmérsékletmérő szonda
Nagyfrekvenciás adapter



Műszaki adatok

Kijelző	3 1/2 digitus
DC V	0,1mV-1000V
AC V	0,1mV-700V
DC A	1μA-20A
AC A	1μA-20A
Ellenállás	0,1Ω-200MΩ
Tranzisztor teszt h	0-1000
Dióda teszt	igen
Folytonossági teszt	igen
Kapacitás	10pF-200μF
Induktivitás	1μH-20H
Frekvencia	1Hz-10MHz
Hőmérséklet	-40°C-+1000°C
Hangjelzés	igen
Méret (H x Sz x M)	190x88,5x31mm-tok
Tömeg	320g (elemmel)
Tartozékok	mérőszár (10A) alkalmazható elem K típusú hőmérséklet mérő szonda elem kezelési utasítás

Csúcsérték rögzítés



Műszaki adatok

Kijelző	3 1/2 digitus
DC V	0,1mV-600V
AC V	1mV-600V
AC A	0A-200A
DC A	0A-200A
Ellenállás	0,1Ω-40MΩ
Dióda teszt	igen
Kapacitás	1pF-200μF
Frekvencia	0,01Hz-9,999MHz
Kioldási tényező	0,1-99,9%
Hangjelzés	igen
Folytonossági teszt	igen
Méret (H x Sz x M)	181x43x30mm
Tömeg	225g
Tartozékok	mérőszár (10A) elem hordtáska kezelési utasítás

Adatrögzítés

Kijelző nullázása (árammérésnél)
Automatikus kikapcsolás
Automatikus mérésihatár váltás



TOVÁBBI MŰSZEREINKRŐL INFORMÁCIÓT A
www.maxwell-digital.com

WEBOLDALON ÉS A LENTI TELEFONSZÁMON KAPHAT

KIZÁRÓLAGOS MAGYARORSZÁGI KÉPVISELET

GLOBAL INTERNATIONAL KFT.

4030 Debrecen, Mikópercsi út 132.

tel/fax: 06-52/50 30 52