

Overview of radiation detectors

Rules of Thumb

from Phil Hobbes: „Building Electro-optical Systems”

Photodiodes

Principles

pn- junction

pn photodiode

pin photodiode

Measurements with PIN diode module

Application: Laser energy measurement

Amplification of photocurrent

Amplifying principles

Resistance

Capacitance

Transimpedance

Transadmittance

Schematics of proven detector amplification circuits

Simple Transimpedance Amplifier

Parasitic-C Charge Amplifier

Resonant Amplifier

Application Notes

Oriel: Detectors Technical Diskussions

Optoelectronic Components

German Text from Böhmer, “Elemente der angewandten Elektronik”

LED

Fototransistor

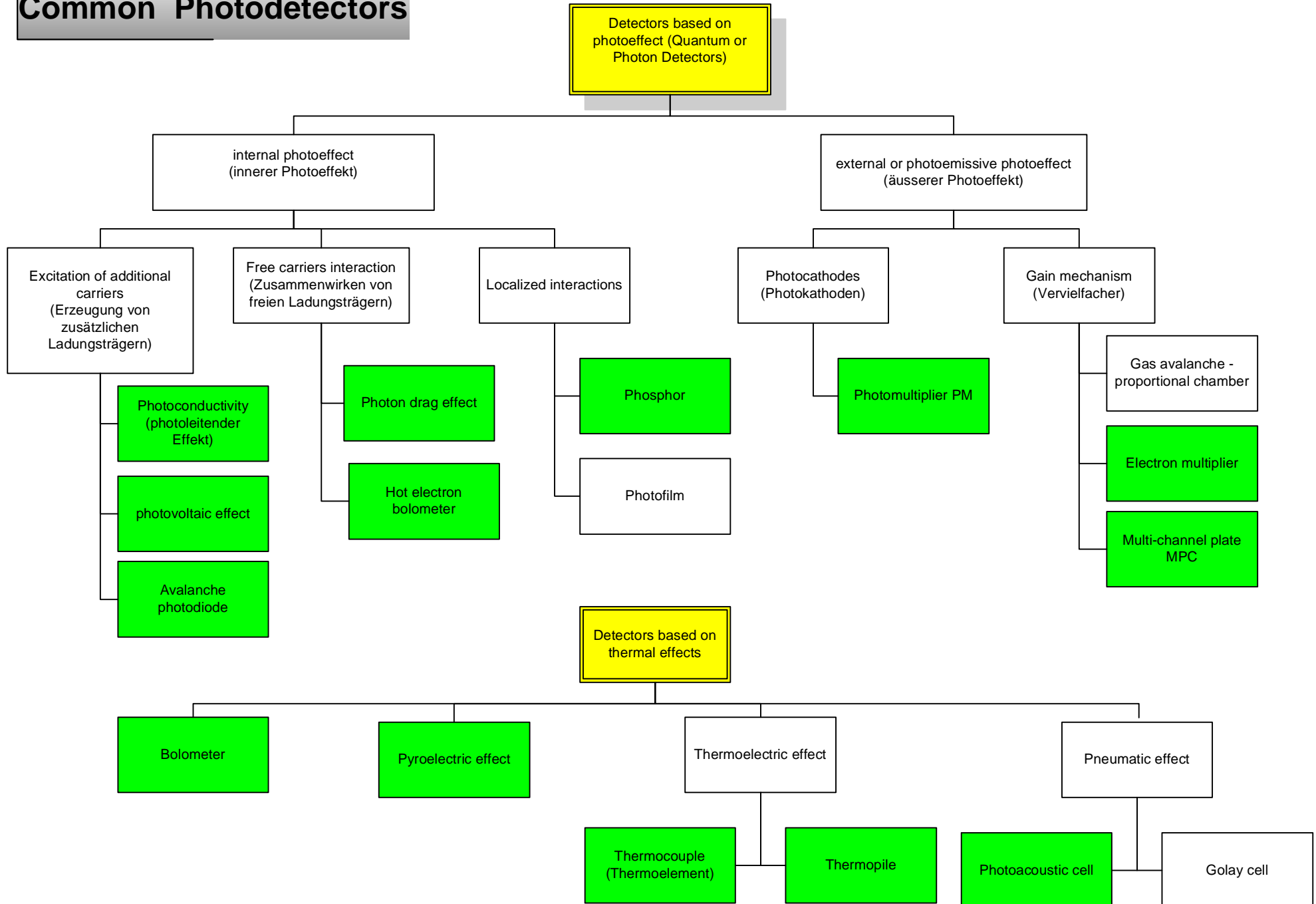
Optokoppler

Lichtschranke

Faseroptik

LCD

Common Photodetectors



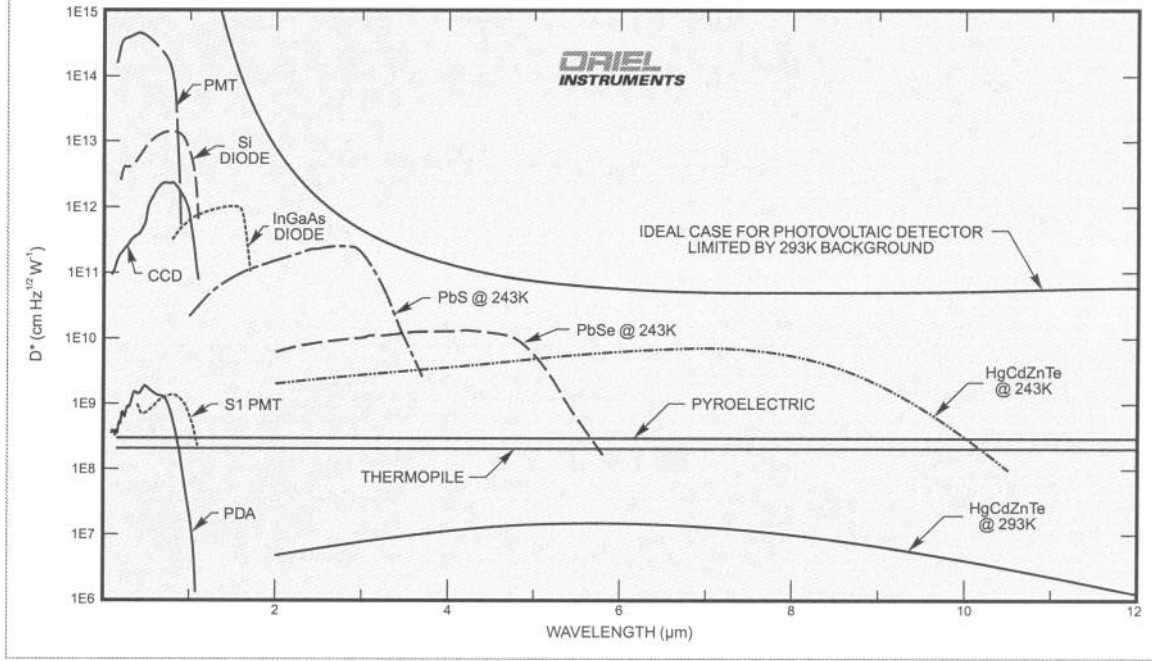


Fig. 2 Approximate D^* values as a function of wavelength for some detector types represented in this catalog.

RULES OF THUMB

Solar constant (just above the atmosphere)	1.36 kW/m ² , 20.00 MW/(m ² /sr) (sun at zenith)
Solar absolute bolometric magnitude M_{bol}	+4.75
Minimum luminance for easy reading	5 lm/m ² (lux)
Bright room lights	400 lx
Bright desk lamp for close work	7000 lx
Peak luminous efficiency of light-adapted eye	683 lm/W at 550 nm
FWHM of light-adapted eye	510 to 610 nm
Zenith sunlight at ground level	100,000 lx, 1 kW/m ² , 15 MW/(m ² /sr)
Brightest stars ($m_v = 0$)	2.54 μlx above atmosphere, 2.0 μlx at ground
Faintest naked-eye star ($m_v = 6$):	1×10^{-8} lx at top of atmosphere
Black body radiation	56.7 kW/m ² at 1000 K
Earth's magnetic field B	0.3 to 0.6 G
Airy disk radius of circular aperture of radius a	$0.61\lambda/a$ rad ($a \gg \lambda$)
Étendue of Gaussian beam	$(\pi\lambda/4)^2$
Waist radius of Gaussian beam	$w = \lambda/(\pi \cdot \text{NA})$
Airy disk diameter in the visible	$a \approx f\# = 0.5/\text{NA}$ (a in μm)
Defocus tolerance	$ \Delta Z < 0.5\lambda/\text{NA}^2$
Peak efficiency of an optical system and photodiode	0.4 to 0.8, depending on coatings
Solid angle of uniform cone	$\Omega \approx \pi\text{NA}^2 = 4/(f\#)^2$ for $\text{NA} < 0.3$
Image flux density at $f/8$ ($\text{NA} = 0.063$) with distant object	1% of object flux density (Lambertian source)
Strehl ratio with rms wavefront error E waves	$S \approx \exp(-E^2/2)$
Diffraction limit	$\lambda/4$ rms wavefront error \rightarrow 0.8 Strehl ratio
Hyperfocal distance of lens of diameter D	D^2/λ
Aberration scaling with NA and field angle	Spherical $\propto \text{NA}^3$, coma $\propto \text{NA}^2 \cdot \theta$, astigmatism and field curvature $\propto \text{NA} \cdot \theta^2$, distortion $\propto \theta^3$
Things invariant under magnification	Radiance, $n^2 A \Omega$, resolvable spots, phase shifts, total power
Étendue of optical fiber (roughly)	$n^2 A \Omega \approx 3 \times 10^{-6} \text{ cm}^2 \cdot \text{sr}$ (SM), $10^{-3} \text{ cm}^2 \cdot \text{sr}$ (step index MM)
Responsivity of photodiode $\eta = 1$	$i = \lambda/1.240 \mu\text{m A/W}$
1-dB increase	26% power, 12% voltage

Additional noise producing 1-dB SNR reduction	5.87 dB below noise floor
Shot noise limit	$i_{\text{photo}}R_L > 2kT/e$ (50 mV at 300 K)
Shot Noise Rule Of One	1σ shift with 1 photon/s in 1 Hz coherently added
Shot noise of 1 mA	$17.90 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
Resistor with Johnson noise of $1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at 300 K	60.4Ω
Resistor with Johnson noise current of $1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ at 300 K	$16.56 \text{ k}\Omega$
Noise power with matched source (NF = 0 dB for pure Johnson noise)	$P_J(\text{dBm}) = -173.8 + \text{NF} + 10 \log \frac{T}{300} + 10 \log \text{BW}$
Quantization noise	$1/\sqrt{12} \text{ ADU}$
Sine-wave power (50 Ω)	$P(\text{dBm}) = 4 + 20 \log_{10} V_{\text{pp}}$
Transconductance of bipolar transistor	$g_m = e i_C / kT = i_C / 25.7 \text{ mV}$ at 300 K
Sheet resistance of 0.5-oz copper (0.017 mm)	$1.0 \text{ m}\Omega/\square$ at 25°C
Inductance of 1-in. component lead	$\approx 20 \text{ nH}$
Capacitance of a 1-mm square pad on a four-layer card	0.2 pF (ground adjacent), 0.08 pF (ground opposite)
Low-frequency capacitance of RG-58 cable	100 pF/m

A) Photodiodes

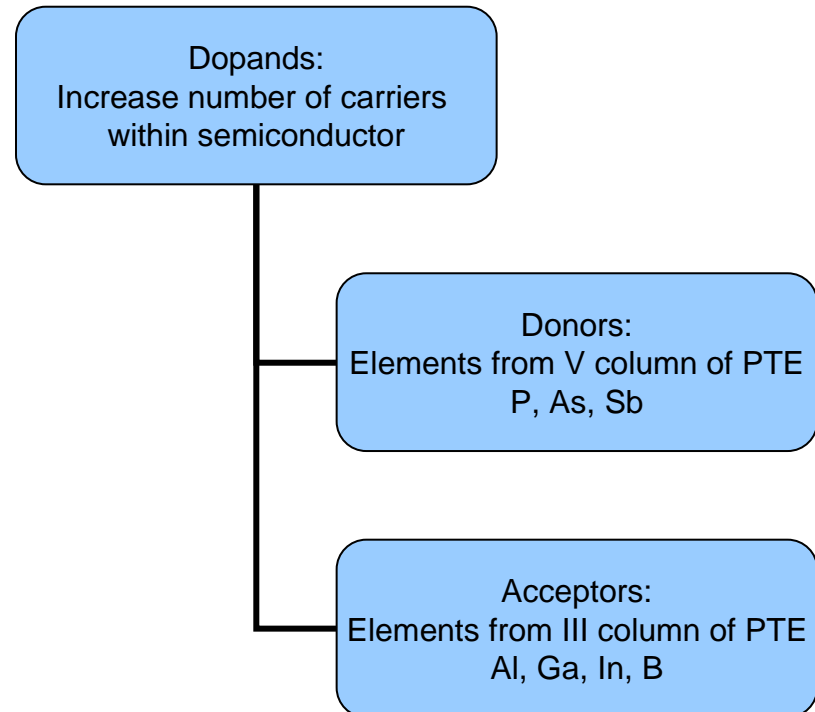
Aspects of Photodiodes:

- Principles
- Sensitivity
- Laserpulse Monitoring

Principles

- Internal photo effect: release of carriers upon excitation by radiation:
- Based on *extrinsic* semiconductor (Störstellenhalbleiter) formed by a doping process
- at room temperature, all dopand atoms are ionized and contribute to the number of free carriers
- Donor atoms create excess electrons in the conduction band -> *n-doped*
- Acceptor atoms create excess 'holes' (actually a loss in electrons) in the valence band -> *p-doped*

$$\lambda_{\max} = \frac{hc}{E_G} \cong \frac{1240}{E_G[\text{eV}]} \text{ in [nm]}$$



Common Semiconductor Material

- Silicon (Si), IV column of PTE: most common material due to its sensitivity over a broad range of technical relevant frequencies – useful from 200nm to 1100nm without special surface treatment; fabrication process very mature;
- More specialized photodiodes are made of compound semiconductor:

GaAs: fast photodiodes

InSb: IR sensitive, fast

GaP: solar blind, UV sensitive

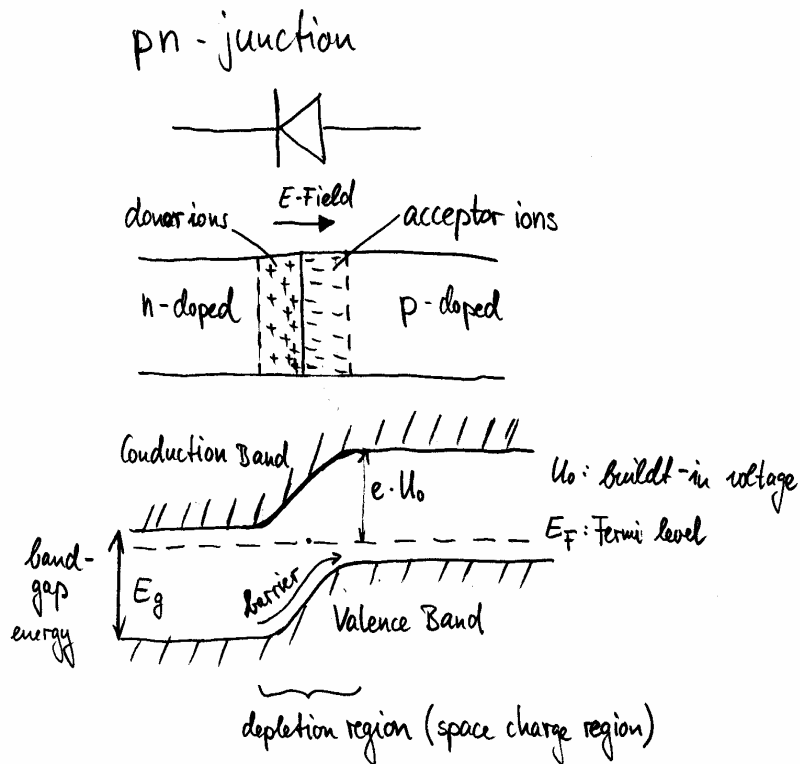
PbSe: IR sensitive

- Compound semiconductor are also used as photocathodes (-> external photoeffect)

CRYSTAL	E_g (eV)	Crystal	E_g (eV)
Diamond	5.33	PbS	0.34-0.37
Si	1.14	PbSe	0.27
Ge	0.67	PbTe	0.30
InSb	0.23	CdS	2.42
InAs	0.33	CdSe	1.74
InP	1.25	CdTe	1.45
GaAs	1.4	ZnO	3.2
AlSb	1.6-1.7	ZnS	3.6
GaP	2.25	ZnSe	2.60
SiC	3	AgCl	3.2
Te	0.33	AgI	2.8
ZnSb	0.56	Cu ₂ O	2.1
GaSb	0.78	TiO ₂	3

TABLE I
Values of the Energy Gap between the valence and conduction bands in semiconductors, at room temperature.

pn junction



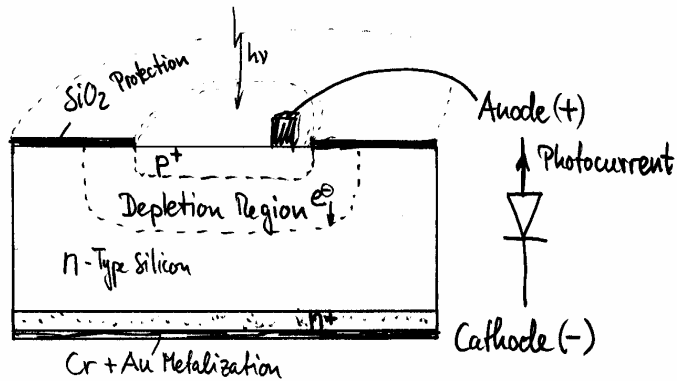
- 2 types of current can be distinguished:
- Diffusion current: due to majority carriers (electrons in n-doped and holes in p-doped material), driving force are fields due to concentration difference across junction
- Drift current: due to minority carriers (holes in n-doped and electrons in p-doped semiconductor) which are created by energetic excitation (temperature, radiation)
- Currents are balanced without external circuitry
- Fermi level adjust and result in a barrier -> built-in voltage

Internal photo effect in pn junctions

- Absorption of radiation within the depletion region produces electron-hole pairs. These carriers drift under the force of the internal electric field and hence increase the drift current – but moving carriers also induce (D: induzieren) a current in the attached external circuitry
- Photon energy above the band gap energy is lost as heat within the semiconductor.
- *Responsivity (Empfindlichkeit) = detector output / radiation input ([A/W]), usually wavelength dependent;*
Photon or quantum detectors show a decrease in responsivity towards shorter wavelength compared to thermal detectors
- *Quantum Efficiency (Quantenausbeute)= number of basic signal elements / number of incident photons ([%])*

pn photodiode

Construction of a planar diffused pn silicon photodiode (Hamamatsu S1226)

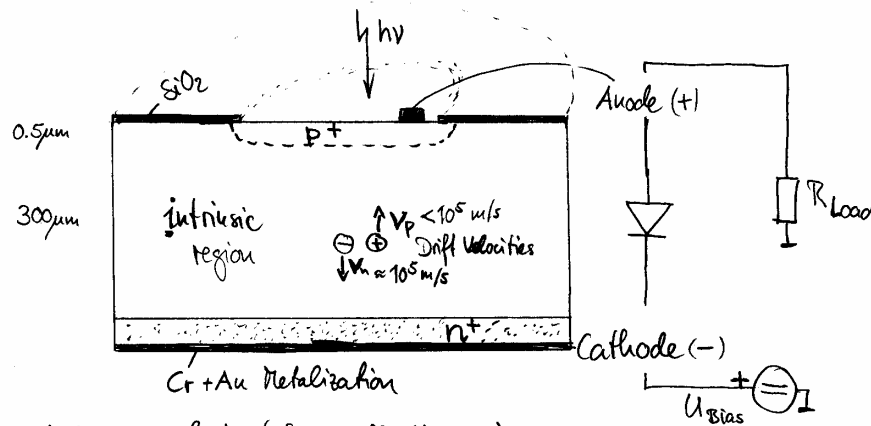


- ++ lowest noise
- + can have very large sensitive area (solar panel)
- slow
- low IR sensitivity

- Best for (s)low signal
- Highest homogeneity across sensitive area

pin photodiode

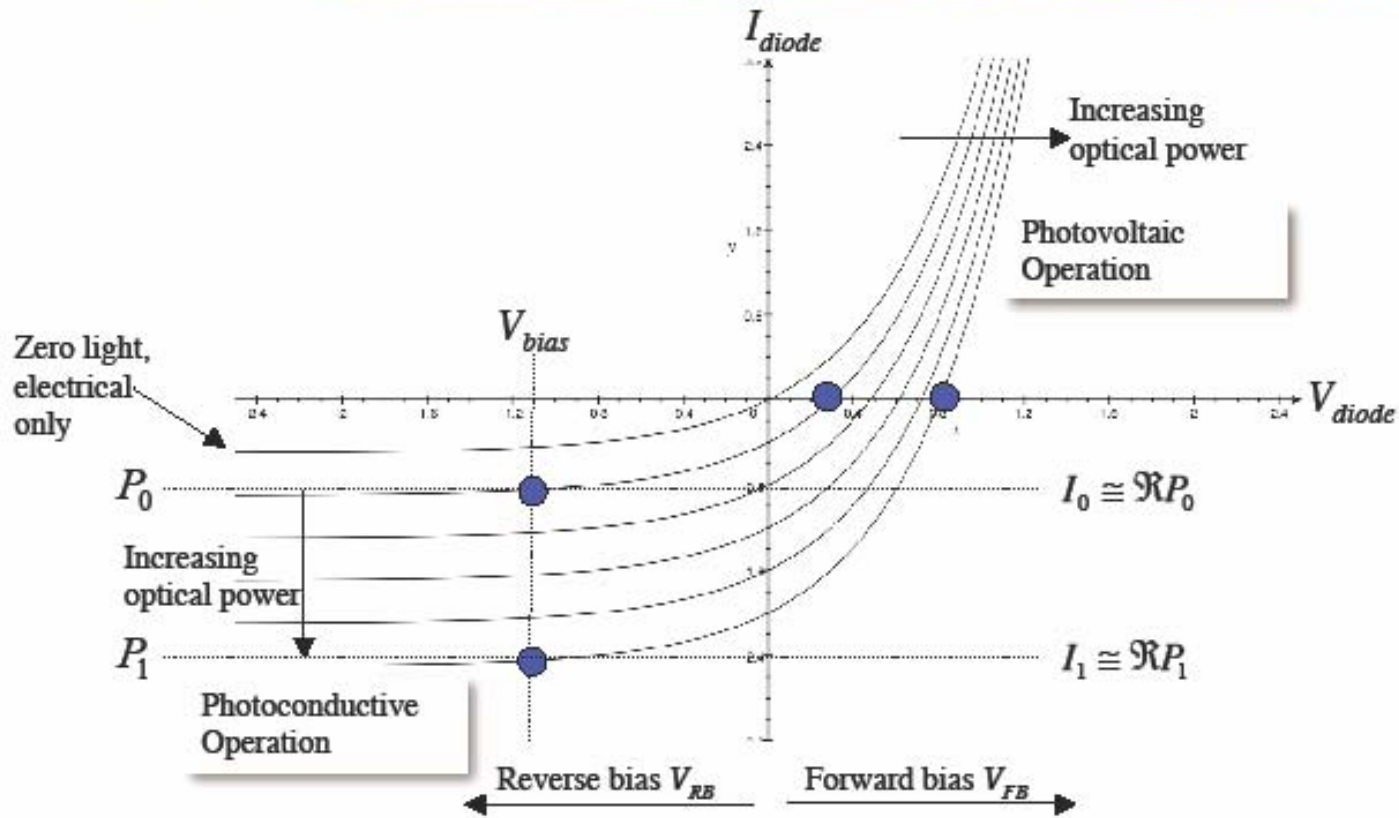
Construction of planar diffused pin silicon photodiode (as in Thorlabs DET 200 modules)



- ++ very fast (for small diameter)
- + good IR sensitivity

- The depletion region can be made very wide through the implementation of an intrinsic region and the application of a reverse bias voltage
- Wavelength range of sensitivity and speed are increased with bias

Load Diagram



Time Response of Photodiodes

$$t_{rise} = \sqrt{t_{cc}^2 + t_{diff}^2 + t_{RC}^2}$$

$$t_{cc} = d_{da} / 2 \times v_{drift}$$

$$t_{diff} = (d_{dope} / D_p)^2$$

$$t_{RC} = 2.2 \times [R_{load} + R_{series}] C_{diode}$$

- t_{cc} : charge collection time;
 d_{da} = width of depletion layer;
 v_{drift} = mean velocity of minority carrier
typ. ~ some 10th of ps
- t_{diff} : diffusion time;
 d_{dope} = width of doped substrate outside depletion layer
 D_p = diffusion constant, depending on many process parameter
typ. ~ some us
- t_{RC} : RC time constant;
 R_{series} = bulk resistance of semiconductor;
 C_{diode} = scales linearly with diode area and $1/\sqrt{U_{bias}}$
- Without bias, t_{diff} dominates; for fast diodes connected with long cables to a load resistor t_{RC} can dominate

Attenuation length in Silicon Photodiode

- Diode: AXUV-100, NIST
special VUV diode as example
from R. Stuik, Nuclear Instruments and Methods in Physics research A 489 (2002), p. 370ff)

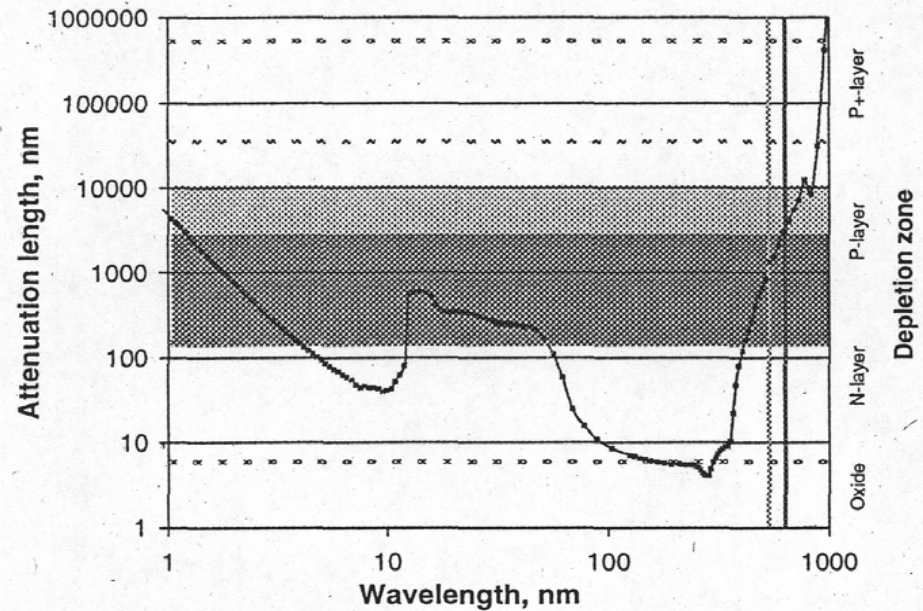
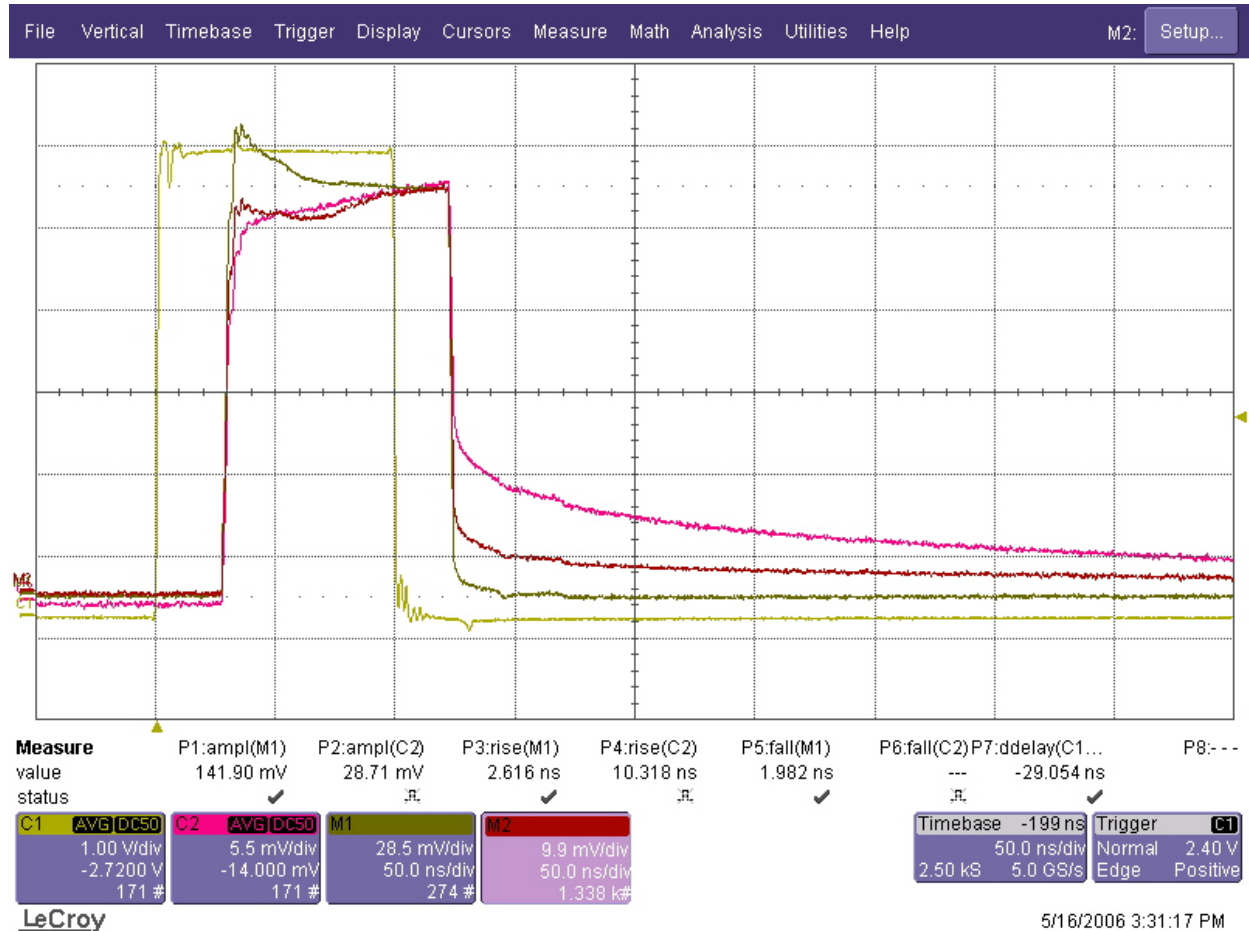


Fig. 10. Attenuation length for radiation in Si [12,13]. The dashed lines indicate the boundaries of the different layers. The dark band indicates the location of the depletion zone without reverse bias, while the light grey band indicates the increase of its size due to a reverse bias of 9 V. Indicated also are the wavelengths of the lasers used, at 532 and 633 nm.

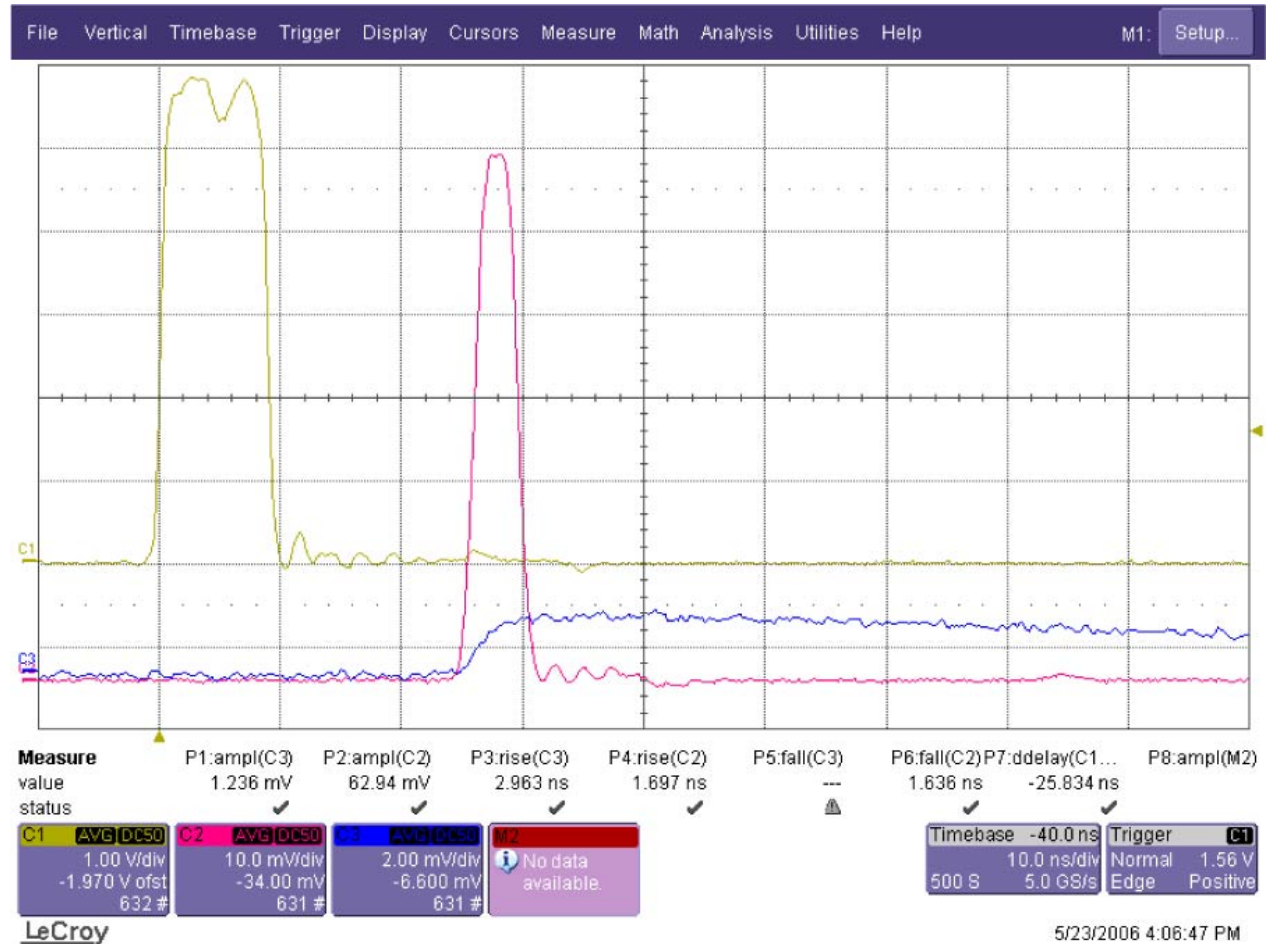
DET200 with 5mW @ 650nm, focussed beam

- **M1 (bn.):** 'real' signal, beam centered at diode
- **C2 (pk.):** beam at edge of diode, opposite the bond wire
- **M2 (rd.):** beam at edge of diode, hitting bond wire
- **C1 (yl.):** trigger pulse

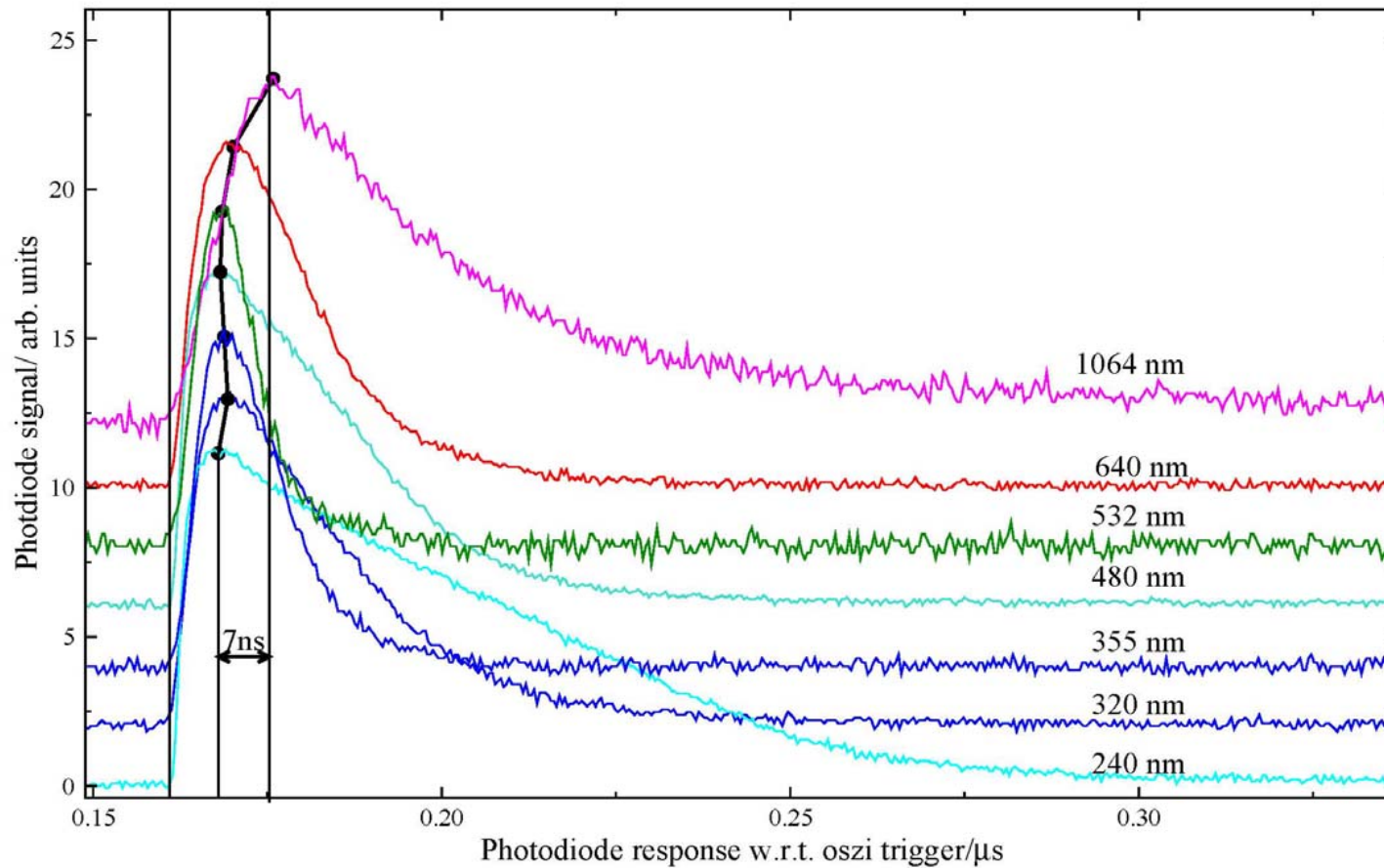


Difference between PIN and PN diode @ focussed 2mW, 650nm short (10ns) pulse

- **C2 (rd.):** DET210 (PIN diode) with bias applied
- **C3 (bl.):** S1336-5BK (PN diode) at 50 ohm load resistor
- **C1 (yl.):** trigger pulse



Nd-YAG pulse measured with Thorlabs DET-210 (F11)



Laser Energy Measurements with Photodiodes - ROT

- slight advantage in measuring total area of voltage-time across load resistor (corresponds to integrated charge) over measuring peak voltage
- no difference in saturation level using biased PIN or biased PN diodes – but total charge needs to be measured
- 1% uncertainty for 8ns@532nm from 0.3nJ to 50nJ, for higher fluence clearly saturation! (R. Vest, App.Opt. 42, p.5054)
- up to 120mW peak power at pulse length up to 10us no sign of saturation with biased PN diode (R. Stuik, NIMPhys.Rsrc. A489, p. 370)
- 4% uncertainty for 10ns@157nm below 11nJ, for higher fluence saturation (M. Richter Appl.Opt. 41, p.7167)
- Typical Si diode saturates above 3mA photon current with cw radiation

B) Amplification of Photocurrent

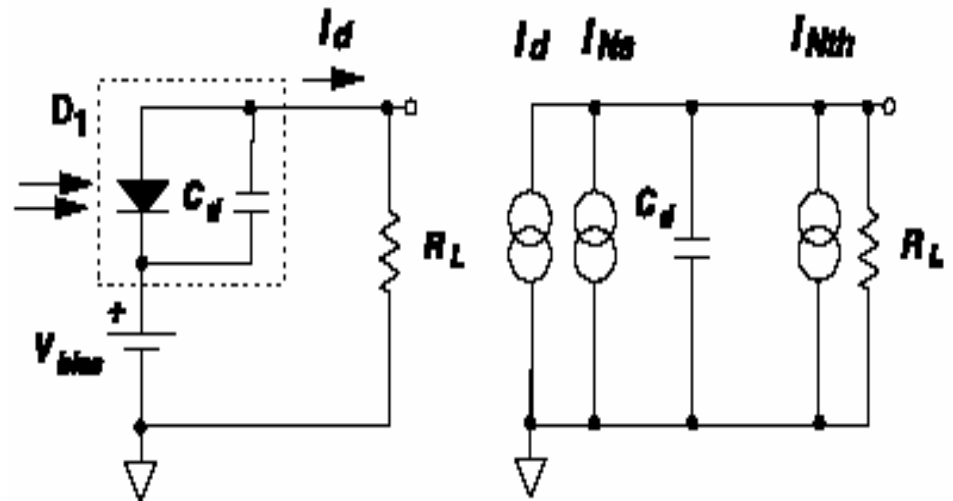
- Principles
- Example: Laserpulse Monitoring
- Schematics of typical circuits

Principles - Resistance

- *most simple circuit*
- *Dimension resistance such that -> „ $I_{photo} * R > 200mV$ “; then shot noise will be the dominating noise source*
- *S/N (Signal zu Rausch Verhältnis) is inversely proportional to resistance*
- *Bandwidth dictated by parasitic capacitances of detector and connecting cable*
- *Example: Thorlabs Module DET210; New Focus 162X Series*

$$u(t) = R * i_{photo}(t)$$

$$f_{-3dB} = 1 / (2\pi R (C_{Diode} + C_{Kabel\&Stecker}))$$

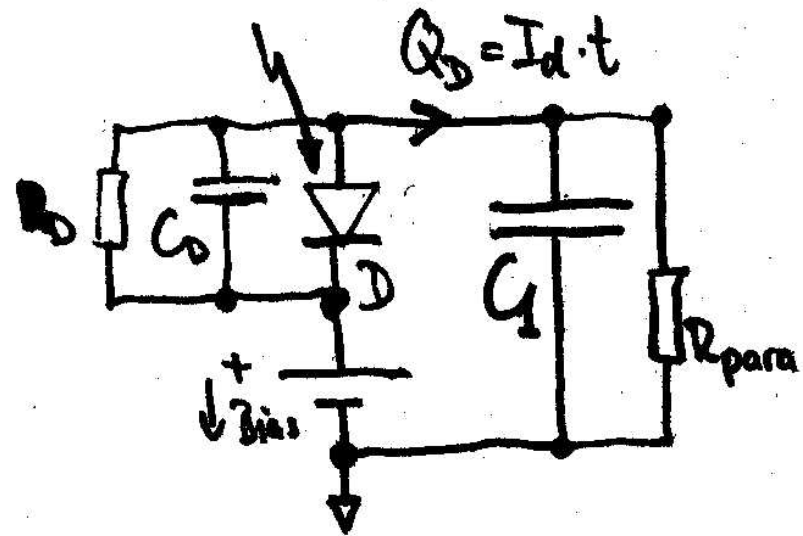


Principles - Capacitance

- *most useful for very short, large current pulses -> charge measurements*
- *Integrating time constant given by parasitic components*
- *S/N is inversely proportional to capacitance*
- *Example: Home-built devices; Ortec 113*

$$u(t) = \frac{1}{C} * \int i_{photo}(t) dt$$

$$\tau = (C_{Diode} + C_{Kabel \& Stecker}) R_{para}$$

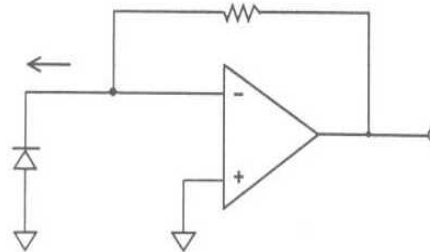


Principles – Transimpedance Amplifier (1)

- *most versatile circuit, for any type of high impedance detectors, up to 20 MHz bandwidth*
- *Bandwidth determined by operational amplifier, detector capacitance and parasitic effects*
- *S/N is influenced by parasitic elements*
- *Example: Home-built devices; NewFocus General Purpose 20XX series, 18XX series, 16XX series*

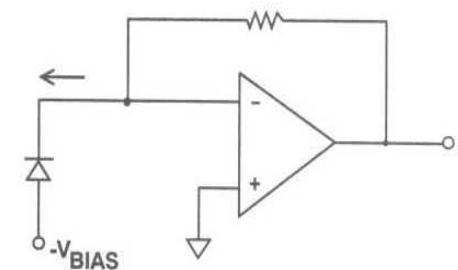
$$u(t) \approx R * i_{photo}(t)$$

$$f_{-3dB} \approx \frac{1}{2} \sqrt{f_{R_f C_d} f_{TransitOP}}$$



PHOTOVOLTAIC

- Zero Bias
- No Dark Current
- Precision Applications
- Low Noise (Johnson)



PHOTOCONDUCTIVE

- Reverse Bias
- Dark Current Exists
- High Speed Applications
- Higher Noise (Johnson + Shot)

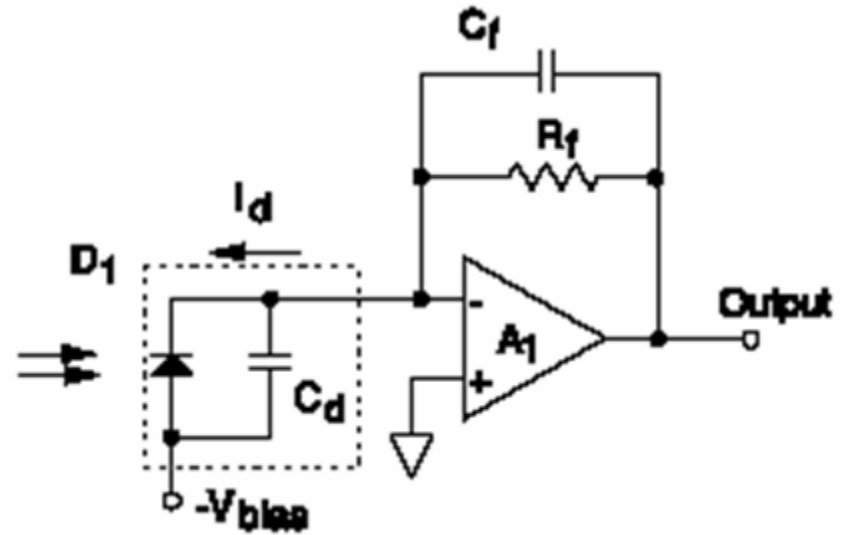
Principles – Transimpedance Amplifier (2)

- C_f is required to prevent instabilities of the feedback system and to control high frequency noise
- $-V$ bias reduces detector capacitance and increases bandwidth
- A_1 should be a low FET input operational amplifier for low bias current
- Literatur:

Hamamatsu App. notes;

*J. Graeme, „Photodiode Amplifiers“,
McGraw Hill*

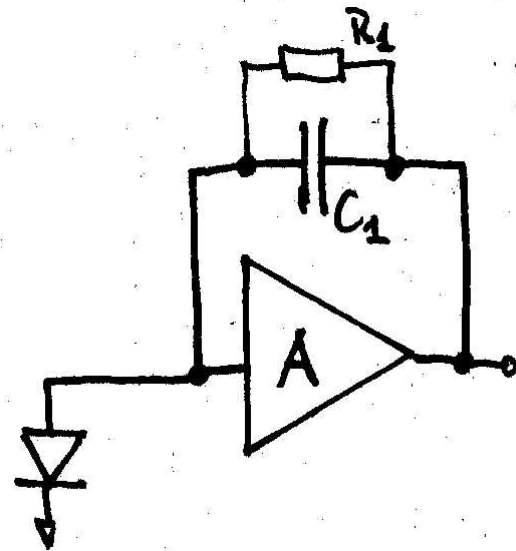
*App. notes of semiconductor companies as
Analog Devices, Texas Instruments,
National Semiconductor*



Principles – Transadmittance Amplifier (Charge Amplifier)

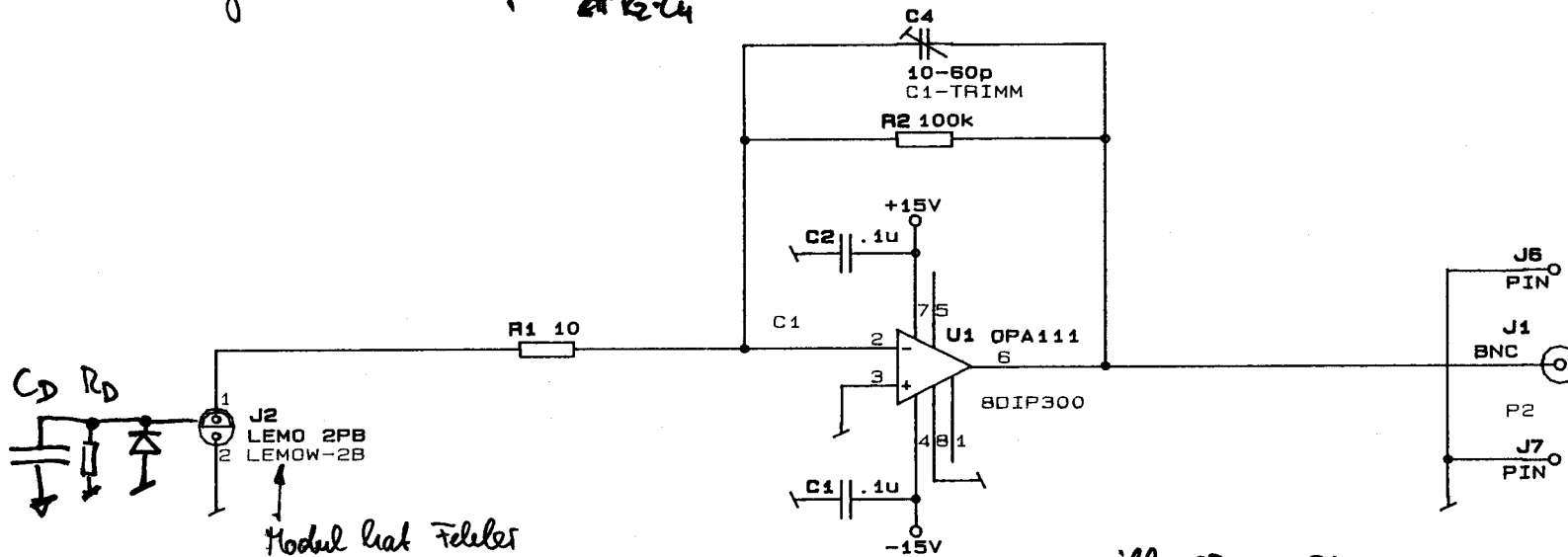
- *Fast versions are used in high energy physics facilities in very large numbers*
- *Bandwidth is not a common specification but rise time and repetition rate*
- *S/N is inversely proportional to C*
- *R1 decays output signal in a controlled fashion -> ,resets‘ the charge amplifier*
- *Example: CAEN A422, Amptek A250*

$$u(t) \approx \frac{1}{C} * \int i_{photo}(t) dt$$



low speed transimpedance amplifiers (kHz Bandwidth)

- o single stage V/I - converter (transimpedance or transresistance amplifier)
 $\Rightarrow \text{Gain} = 100 \text{ kV/A}$ ($\hat{=}$ value of R_2)
- o signal bandwidth $f_s \approx \frac{1}{2\pi R_2 C_4} \approx 50 \text{ kHz}$

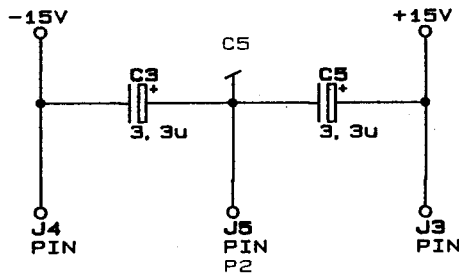


Modul laut Feleket

possible OP: OPA111, OPA128, AD645, OPA627
 AD795, AD8661

S/N considerations:

- use operational amplifiers with FET input
- use low voltage-noise OPA



Literature: Application Notes from Burr-Brown, Analog Devices
 J. Graeme: "Photodiode Amplifiers"

PC	ETH	hes1
Title		
Photovoltaischer Verstaerker		
Size	Document Number	REV
A	PVAMP2.SCH	0
Date: December 22, 1992 Sheet 1 of 1		

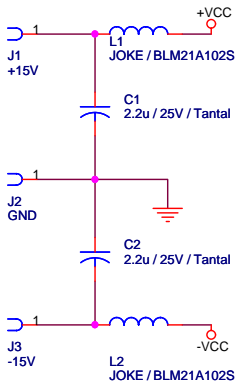
Schneller Pulsverstärker mit AC-Kopplung

Blau Schrift sind Layout Hinweise

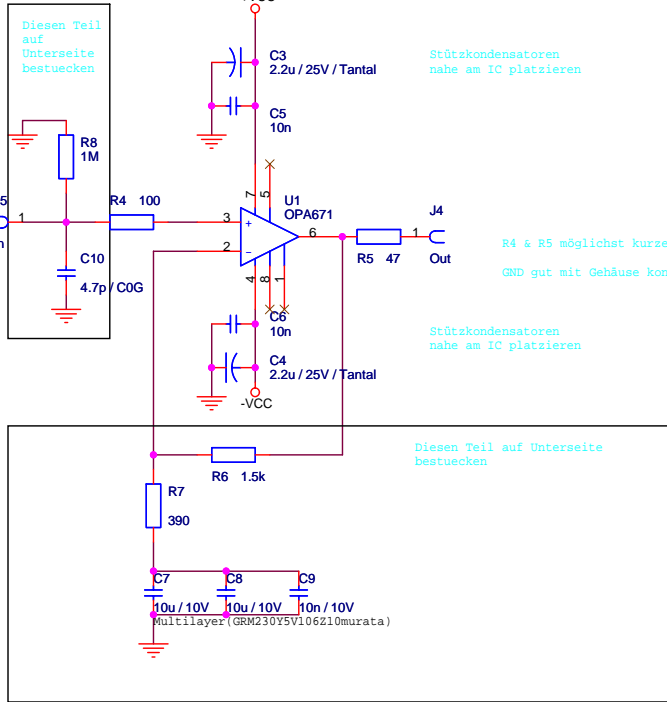
$$U = (1/C) * \Delta I * \Delta t$$

(Eine zum Strompuls proportionale Spannung über dem Kondensator C10 wird verstärkt)

Schematopologie nachbilden...



Induktoren mit 100nH
anziehen, alle 50pF
aufpassen, 3,3pF
auswechselbar



Stützkondensatoren
nahe am IC platzieren

R4 & R5 möglichst kurzer Weg zum IC
GND gut mit Gehäuse kontaktieren

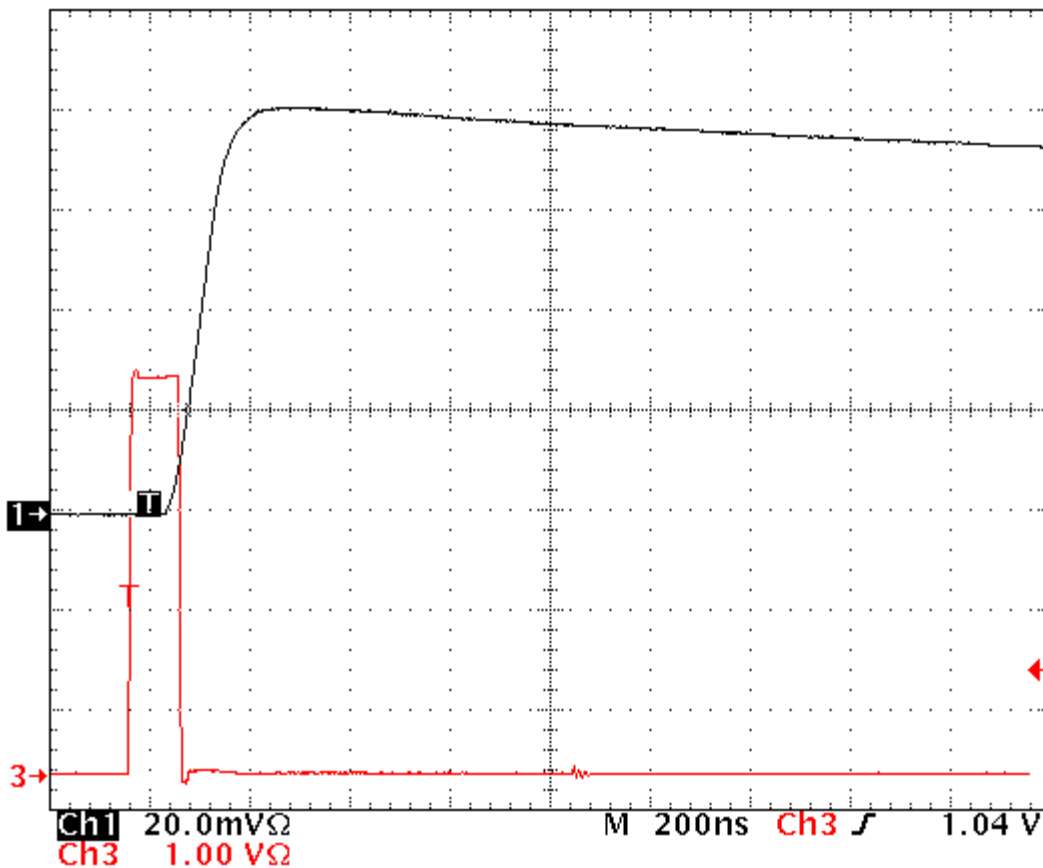
Stützkondensatoren
nahe am IC platzieren

Diesen Teil auf Unterseite
bestücken

f_{GBW} = 35MHz, G=5 -> Bandbreite= 7MHz
DC-Gain = 1 (Wegen Kondensatoren C7-C9)
AC-Gain = 1+(1500/390)=4.85

Title		q_amp	
Size	Document Number	Rev	
A	<Doc>	<Rev Code>	
Date:	Friday, March 23, 2001	Sheet	1 of 1

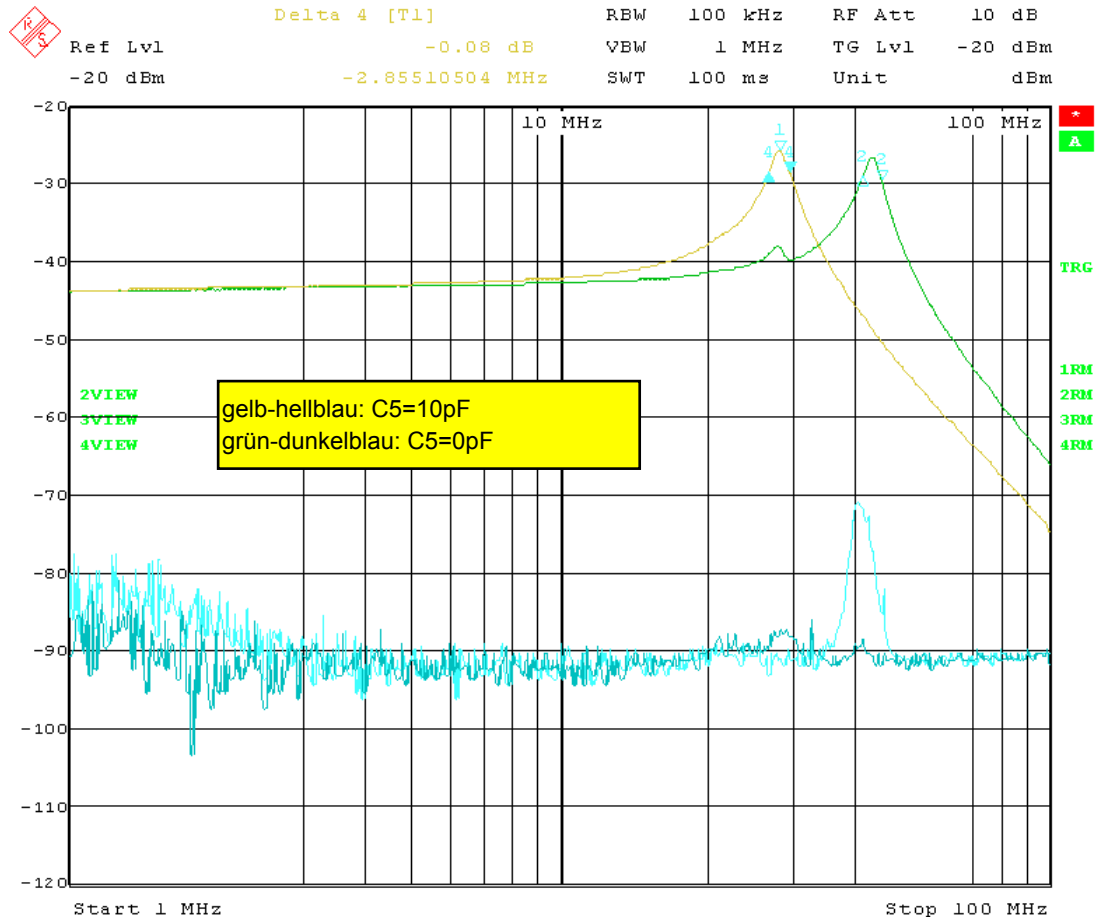
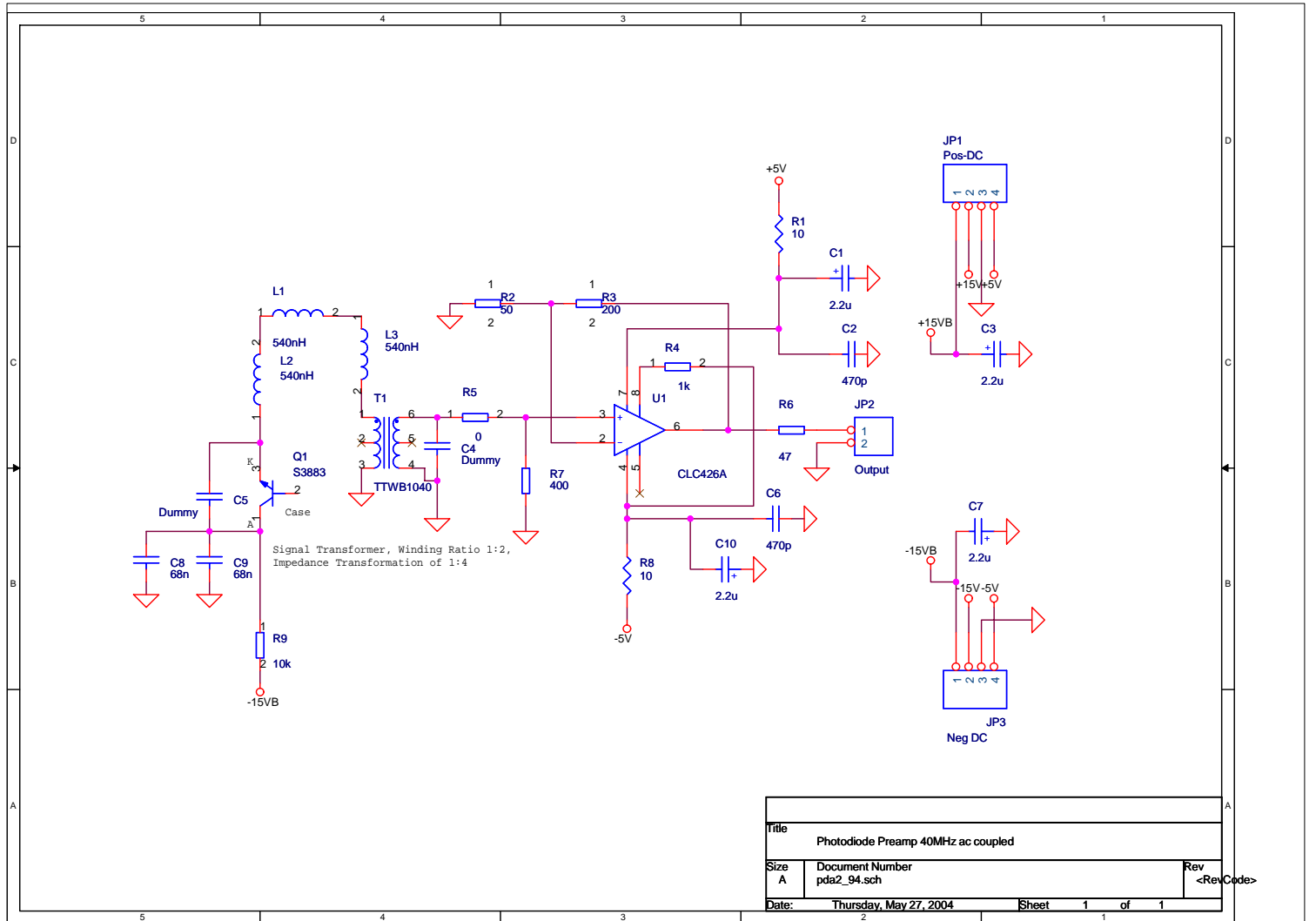
Tek Run: 500MS/s Average



C1 Max
81.6mV

C1 Rise
88.2ns

16 Mar 2001
15:57:52



Date: 27.AUG.2004 11:50:11

In the previous sections of this catalog we described equipment for production and dispersion of light into its component wavelengths. Here we describe detection systems. In a typical photo-research system, a detector measures the radiant intensity used to evoke photo-response in a sample or the radiant intensity produced by the sample in response to light or other simulation. The measurement is very frequently done after the beam has been separated into its component wavelengths. Light signals are converted into electrical signals, then typically amplified, processed by signal to noise improving electronics, and displayed. Computers are frequently utilized to present the measurements in a convenient form and in relation to other parameters such as wavelength or time. The combined detection and measurement system is called a radiometer. The term spectroradiometer is used when radiant intensity versus wavelength information is measured.

Detection systems are made possible by a few basic types of light-to-electrical signal conversion processes. Oriel detector systems can be roughly divided into:

- Thermal detectors
- Photon detectors

These are further divided by types of response generating processes. Wavelength and temporal response modifying phosphorescent accessories are used in some systems to adapt them to a particular UV measurement situation. Oriel detector systems typically consist of actual detector elements packaged with the appropriate bias, cooling, and signal processing electronics as needed for proper operation; many software options are available. A short introduction to the terms used when describing the elements themselves will facilitate later discussion of system selection criteria. Please excuse certain lack of scientific rigor in defining exactly under what circumstances the following descriptions apply. However, space limitations force us to omit a number of details.

Most detectors are described by certain figures of merit. You'll see these terms on the detector specifications pages. The figures of merit are usually function of wavelength and temperature and may also be affected by detector size, modulating frequency, bias voltage and the gain of any internal amplifier. We define them below.

RESPONSIVITY (S)

$$S = \frac{Y}{X}$$

Where:

- Y = detector output
- X = radiation input

Examples of Y include current or counts from a photomultiplier or voltage from a thermopile. Y usually has a value Y_0 (dark signal) for $X = 0$. In this case

$$S = \frac{(Y - Y_0)}{X}$$

X can be any radiative input. The units of X are usually watts or lumens. In cases of uniform irradiance on the detector, X may be given as the product of the irradiance and detector area.

S is usually wavelength dependent. The variation with wavelength is described by the Spectral Responsivity $S(\lambda)$

$$S(\lambda) = \frac{dY(\lambda)}{dX(\lambda)}$$

Where:

$dY(\lambda)$ = the fraction of output due to input $dX(\lambda)$ at λ

QUANTUM EFFICIENCY (η)

This is the ratio of the number of basic signal elements produced by the detector to the number of incident photons. The basic signal element is frequently a photoelectron.

RESPONSE TIME (τ)

τ is the time it takes a detector's output to rise when suddenly subjected to constant irradiance. When the irradiance is turned off, the detector output falls to 1/e of the initial value in one time constant. The rise and fall time constants are frequently different, since different physical parameters may cause them.

LINEARITY RANGE

This is the range of input radiant flux over which the signal output is a linear function of the input. The range is often stated in terms of input watts or input irradiance. It usually extends from the noise equivalent power level to an upper limit which may be device or external circuit limited.

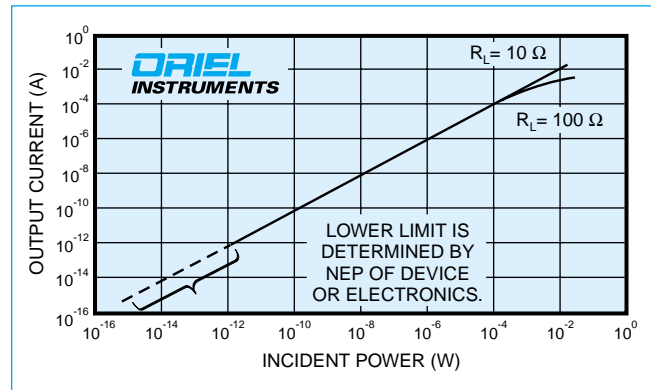


Fig. 1 Linearity of response of a silicon photodiode.

NOISE EQUIVALENT POWER (NEP)

NEP is the radiant flux in watts necessary to give an output signal equal to the r.m.s. noise output from the detector. The flux may be either continuous or sinusoidally modulated.

The response is assumed to be linear down to the noise level. NEP values should be stated at a specified wavelength, modulation frequency, detector area, temperature and detector bandwidth. Detector bandwidth is usually normalized to 1 Hz and NEP is frequently quoted in watts $\text{Hz}^{-1/2}$.

NEP is the most commonly used version of Noise Equivalent Detector Input (P_N).

DETECTIVITY (D)

D is the reciprocal of NEP. It is given by:

$$D = \frac{1}{\text{NEP}}$$

This gives a figure of merit which is larger for more sensitive detectors.

NORMALIZED DETECTIVITY (D^*)

For most detectors $DA_D^{1/2}$ is constant; i.e., the detectivity varies inversely with the square root of the area of the detector. This is because the electrical noise power is usually proportional to the detector area A_D , and current or voltage, which provide a measure of that noise, are proportional to the square root of power. Similarly, because most detector noise is white noise, and white noise power is proportional to Δf (where Δf is the electrical bandwidth), the noise signal is proportional to $\Delta f^{1/2}$.

D^* is defined to allow comparison of different types of detectors independent of the detector area and bandwidth.

$$\begin{aligned} D^* &= D(A_D^{1/2}\Delta f^{1/2}) \\ &= D(A_D \Delta f)^{1/2} \\ &= \frac{(A_D \Delta f)^{1/2}}{NEP} \end{aligned}$$

The units of D^* are $\text{cm Hz}^{1/2} \text{W}^{-1}$. Since D^* , like NEP, is a function of wavelength and modulation frequency, it is common to see the normalized spectral responsivity $D^*(\lambda)$, or $D^*(\lambda, f, \Delta f)$. Fig. 2 shows the D^* of a number of our detectors.

NOISE

So far we have not specified the nature of the noise which limits the detectivity. There are several types:

1. Shot noise
2. Generation-recombination noise
3. Johnson noise
4. Flicker or $1/f$ noise
5. Readout noise for array detectors

Shot Noise is due to the discrete nature of radiation, which is composed of photons arriving randomly in time. Absorbed photons produce photoelectrons at random intervals, and this variation in current appears as noise. This noise can be generated by actual desired signal photons or, in case of very low signal and very low noise detectors, by background photon flux. When that occurs, the detector system is said to operate in a Background Limited in Performance (BLIP) mode.

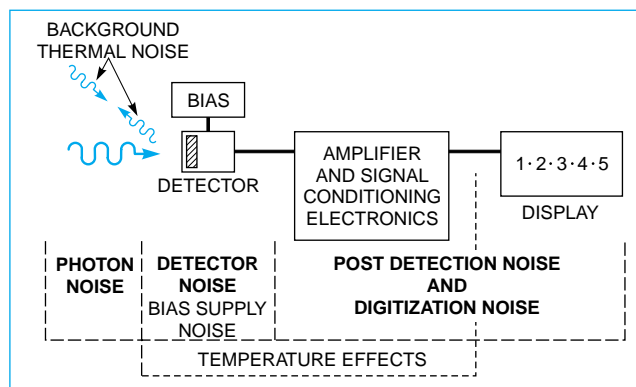


Fig. 3 System noise.

Generation-recombination Noise is seen in photoconductors in which the absorbed photons produce both positive and negative charge carriers. Some of the free carriers may recombine before they are collected. Thermal excitation may generate additional carriers. Both the generation and recombination occur randomly, resulting in noise fluctuations in the output current.

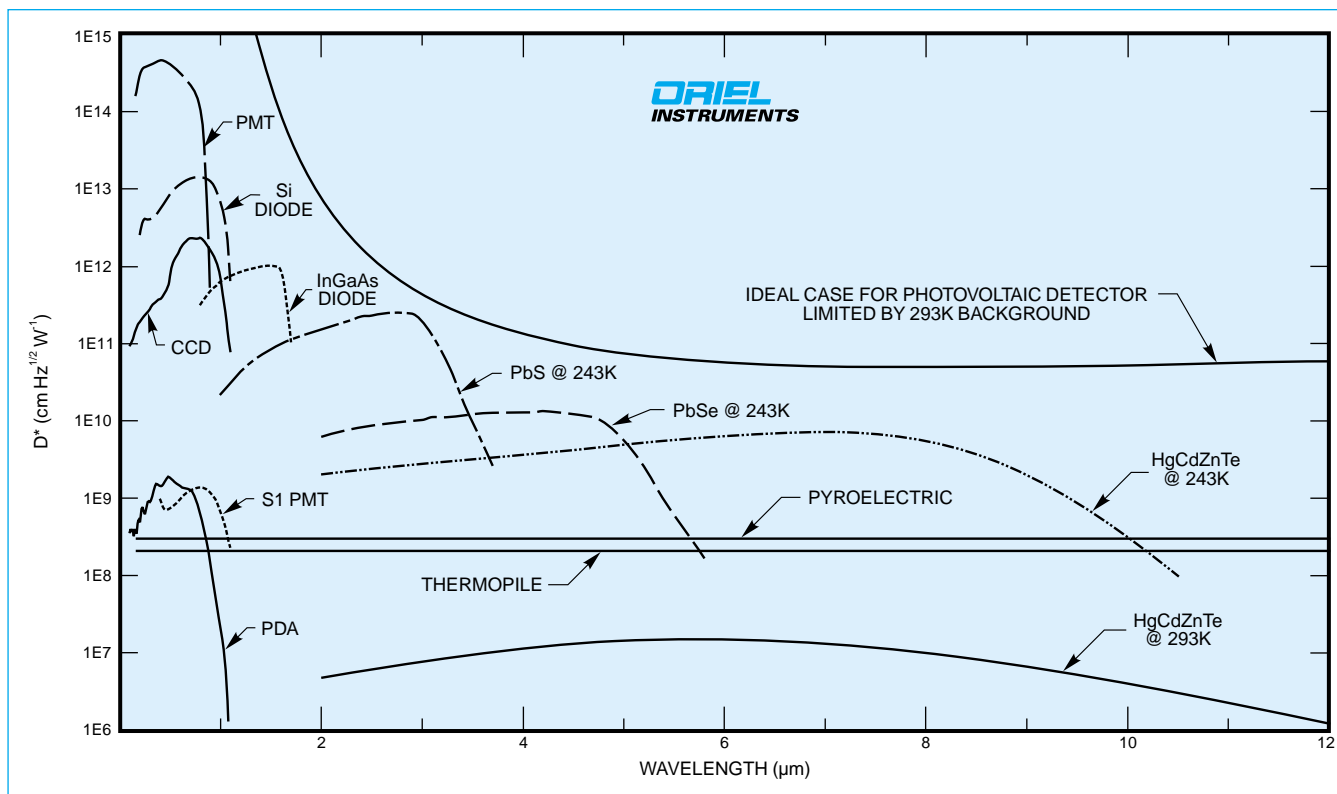


Fig. 2 Approximate D^* values as a function of wavelength for some detector types represented in this catalog.

Johnson Noise or thermal noise is caused by the random motion of carriers in a conductor. The result is fluctuations in the detector's internal resistance, or in any resistance in series with the detector's terminals.

Flicker or 1/f Noise is not well understood. It occurs in detectors such as photoconductors which require a biasing current. Its magnitude is proportional to $1/f^B$ where B is usually between 0.8 and 1.2.

Readout Noise is a characteristic of array detectors and is associated with the uncertainties introduced during the transfer of charges between storage registers.

In addition to the sources described above, detector signals can be subject to **microphonic noise**, caused by vibration or shock and by **post detector electronic noise**. Often the circuitry after the detector determine the lowest measurable signal, particularly for detectors which do not provide some internal amplification of the photocurrent. By contrast, the almost noise-free internal amplification of photomultipliers accounts for their superb performance.

Finally, detectors are subject to **temperature noise** caused by fluctuations in their temperature. This can be a problem for small thermal detectors with low thermal mass.

CALIBRATION

There are a lot of measurement situations when the knowledge of the exact magnitude of an effect is not needed. A relative reading is all that is necessary. In that case we only have to make sure that the inputs are higher than the NEP level and lower than the damage level. Measurements become much simpler if the inputs are also within the linear range of the detection system response.

However, when absolute measurements are required to quantify the light flux, calibrated instruments are needed. Oriel Instruments' Calibration Laboratory has acquired a number of National Institute of Standards and Technology (NIST) source and detector calibration standards, as well as additional standards traceable to international standards' setting and disseminating bodies. We are also in the enviable position of being able to utilize our own broad range of products: UV and IR light sources, detectors, electronics, optics, positioning equipment, monochromators, spectrographs, and FT-IRs, to provide single point or spectrally resolved calibration for most of the detector products we ship. For some detectors we offer optional PROMS that store a wavelength-responsivity table. We use our calibration transfer standards, lamps and detectors, typically traceable to the national Institute of Standards and Technology (NIST) to ensure meaningful and reproducible calibrations.

THERMAL DETECTORS

Thermal detectors work by converting the incident radiation into a temperature rise. The temperature change can be measured in several ways. Our detectors use either the voltage generated at the junction of dissimilar metals, or the pyroelectric effect. In either case, we have a "sensitive element" where we measure temperature change.

We blacken the sensitive element to enhance the absorption of the radiation. We choose the blackening material for its high and nearly uniform absorption, and hence detector responsivity, over a wide spectral range. This is a major advantage of thermal detectors.

The thickness of the black absorber is controlled to avoid adding excessive thermal mass to some detectors. High thermal mass slows the response time and typically increases NEP.

We offer two types of Thermal Detectors:

1. Thermopile Detectors for DC radiation.
2. Pyroelectric Detectors for pulsed, chopped or modulated radiation.

THERMOCOUPLES

Radiation detecting thermopiles are based on thermocouples. A thermocouple consists of two dissimilar metals connected in series. To detect radiation, one junction is blackened to absorb the radiation. The temperature rise of the junction (with respect to another non-irradiated junction) generates a voltage. This effect, discovered by Seebeck, is the basis of all thermocouple temperature sensors.

The thermocouple materials are usually bismuth and antimony, which have a relatively high thermoelectric coefficient. Even with these materials, amplifier noise limits the detectivity because of the relatively low output voltage.

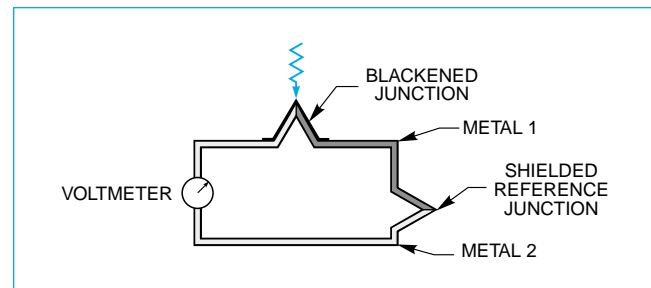


Fig. 4 Principle of operation of a thermocouple detector. The dissimilar metals 1 and 2 are often bismuth and antimony. The sensing junction usually has a thin blackened metal foil attached to absorb more radiation. The other junction is shielded.

Thermopiles

One way to increase the output voltage is to connect a number of the thermocouple junctions (typically 20 to 120) in series. All the "hot" junctions are placed close together to collect the radiation. This constitutes a thermopile. Thermopiles can be produced economically by thin film processes, yielding rugged units suitable for field use. These have time constants ranging down to below 50 ms, in small sizes with metal oxide blackening. Larger thermopiles, made with individual wire junctions backing up a highly absorbing black disk, have long time constants, more than a second in many cases.

Thermopiles exhibit no flicker, $1/f$, noise, since no current bias is needed to operate them. Highly sensitive measurements can be made from DC to the few Hz frequency response limit of a particular device.

These devices are quite sensitive in the infrared, thanks to their broadband absorption. Therefore, care must be taken to stabilize their field of view, since all near room temperature objects, including people, emit significant IR. Measurements are best made by shuttering the radiation falling on the detector and observing the change in output voltage. It is not uncommon to see "negative" radiation if the source is cooler or less emissive than the shutter used to get "zero" reading.

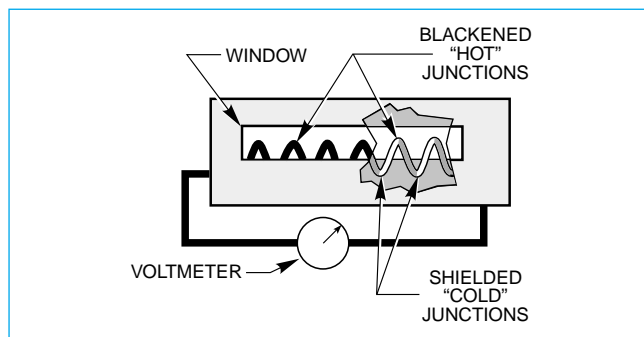


Fig. 5 Schematic drawing of a thermopile detector.

Pyroelectric Detectors

A pyroelectric material has electric polarization even in the absence of an applied voltage. The materials are usually crystalline. On heating, the material expands and produces a change in the polarization which builds up a charge on opposite surfaces. This causes a current to flow in the circuit which connects the surfaces.

Since it is the change in temperature which produces the current, pyroelectric detectors respond only to pulsed or modulated radiation. They respond to variations in radiation much more rapidly than thermocouples or thermopiles and are unaffected by steady background radiation. Small detectors with small thermal mass can have extremely rapid response. Adding a black coating to give uniform absorption over a wide spectral range increases the mass and lowers the frequency response. This is significant as typical pyroelectric elements may be only 25 μm thick, while the coating is 75-100 μm thick.

The response of a pyroelectric detector depends on two time constants. The thermal time constant determined largely by the thermal mass and the thermal connections from the element to its surroundings, and the electrical time constant which is the product of the shunt resistance and shunt capacitance of the detector/amplifier circuit.

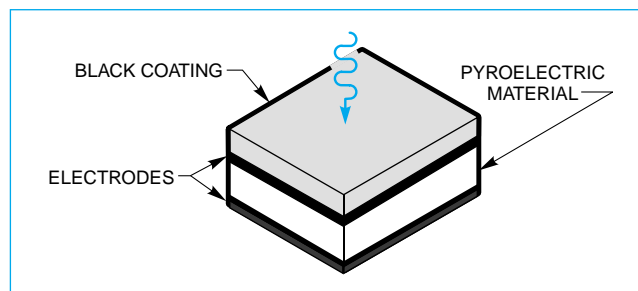


Fig. 6 Schematic drawing of a pyroelectric detector.

Our pyroelectric detectors are designed for and in two different modes:

1. As detectors of isolated or relatively infrequent (<4000 Hz) radiation pulses. The pulses may vary in width from picoseconds to milliseconds and in energy from nanojoules to joules.
2. As detectors of modulated or chopped radiation, where the detector produces an AC output signal.

The thermal and electrical time constants of pulse measuring detectors are chosen so each pulse is integrated. The peak of the output voltage is a measure of the charge produced by the detector and therefore of the pulse energy. The charge dissipates before the arrival of the next pulse. The relatively long integration time, or fall time, imposes limitations on the minimum interval between pulses or the repetition rate of pulses which can be individually measured.

The chopped mode or modulated radiation detectors are much different. They are frequently used in FT-IR and lock-in detection type applications. In FT-IR instruments, the pyroelectric detector follows the modulated signal and produces the interferogram which is then transformed into a spectrum information. See page 5-4 for details. In a lock-in setup, the measured radiation has a 50% duty cycle and the output signal is the average of a large number of chopping cycles. A lock-in detection system is used to remove most of the background radiation influence on readings. The natural 100-200 Hz level response frequency limit of these pyroelectric detectors is electronically extended to the 1 kHz level to facilitate fast chopping. This is sometimes needed to remove background noise in thermally fast changing environments. However, the chopping frequency should be below 200 Hz for best inherent noise performance.

PHOTON DETECTORS

Photon or Quantum detectors respond to the incoming photon flux in a quantized manner. They produce, under perfect conditions, a single response element for a single photon. Of course, perfect conditions are not usually found in nature, therefore you must account for insufficiencies of response.

The single response elements can take on various forms. They can be a photoelectron in a detector with photoemissive sensor, such as a photomultiplier tube; or an electron-hole pair separating in a junction photodiode, the basis of operation of silicon detectors; or an electron elevating from a valence to conduction band in photoconductors, as in a lead sulfide detector. The net result is either a change in current flow or voltage level which can then be processed by amplifiers and other electronics into a display or recording.

Before we discuss the different inefficiencies of conversion of photons to electrical signal, we should mention one significant difference between thermal and photon detectors. Thermal detectors respond to heat. This means that one watt delivered by 200 nm UV photons, produces the same response as one watt delivered by 10 μm infrared photons. Photon detectors produce at most one response element, prior to any amplification, per incoming photon. The energy carried by individual photons is inversely proportional to their wavelength. Therefore, for the same radiant power, the photon flux is much lower in the UV than in the IR. Accordingly, photon detector responsivity, in terms of V/W or A/W, is significantly lower in the ultraviolet part of the spectrum than in the infrared. When evaluating detector absolute performance it is important not only to look at the responsivity curves, vital as they may be to your actual application, but also at the quantum efficiency (QE) curves. The QE curve shows what percentage of the incoming photon flux is being converted into electrical signals, the efficiency of the detector. A relative responsivity curve for a 100% efficient photon detector is shown in Fig. 7.

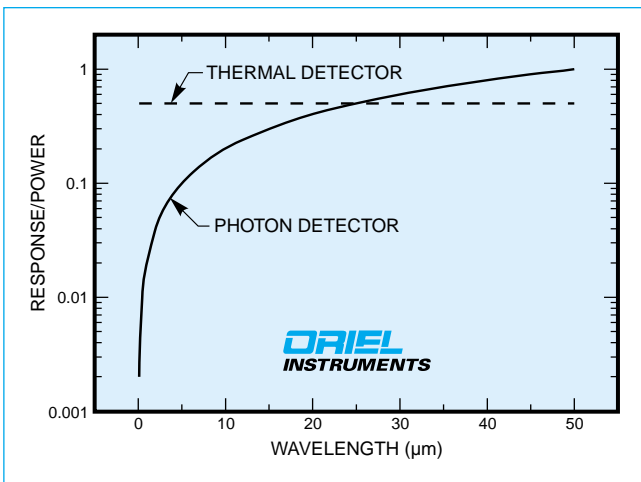


Fig. 7 Relative spectral responsivities of perfect detectors.

Fig. 8 demonstrates a typical responsivity curve of a silicon detector and the corresponding quantum efficiency curve. We use it to discuss some of the inefficiencies in converting the incoming photon flux into an electrical signal. An ideal silicon detector has zero responsivity and quantum efficiency for photons with energies less than the band gap energy, or wavelength longer than approximately 1.1 μm. Just below the long wavelength limit the responsivity and QE should shoot up to approximately 0.9 A/W responsivity and 100% efficiency corresponding to each of the incident photons being converted into a single electron worth of charge. For all the shorter wavelength photons we could expect 100% quantum efficiency and the responsivity to behave in a fashion similar to the curve in Fig. 7.

We see in Fig. 8 some of the features we were expecting but the onset of the responsivity is not as sudden as expected; we never get to 100% quantum efficiency, and we lose efficiency again at short wavelengths. Some of the reasons are discussed in the following pages.

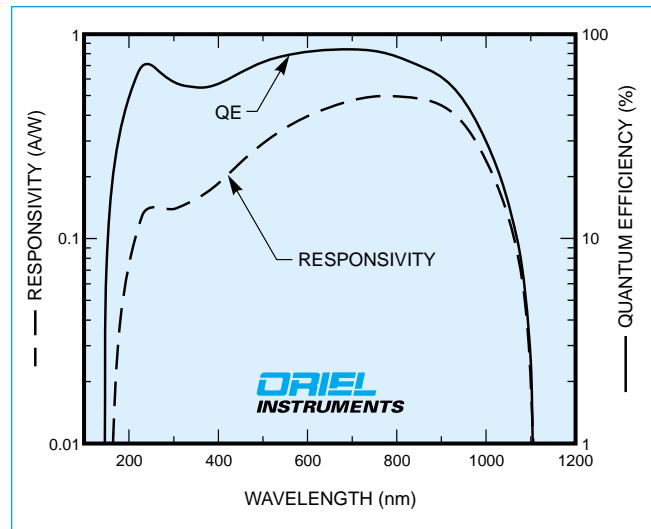


Fig. 8 Silicon responsivity and quantum efficiency.

PHOTOEMISSIVE AND SEMICONDUCTOR JUNCTION DETECTORS

Common Characteristics

Photoemissive and semiconductor detectors have much in common.

1. The direct photo-electron interaction is very rapid so these detectors have the potential of following fast changing radiation levels.
2. Detectivity is in general higher than that of thermal detectors, but over a limited wavelength range.
3. All the detection mechanisms are wavelength dependent; i.e. there is a peak in responsivity with a fall off at both long and short wavelengths (Fig. 8). The long wavelength (low photon energy) cut-off occurs because there is a certain minimum photo energy required to cause photo emission, to produce charge carriers, or to generate hole-electron pairs.

The short wavelength cut-off is a function of two effects:

1. The responsivity in terms of power drops off because there are fewer short wavelength photons per watt, see Fig. 7.
2. At the extreme short wavelength end, the energetic photons may no longer be absorbed in the sensitive region. In the deep ultraviolet, absorption of the photons before they reach the sensitive region is also a problem. Detector windows, or surface coatings can also contribute to the spectral shape of the responsivity curve.

Between the upper and lower cut-offs, the quantum efficiency (events per photon) is approximately constant. It can be strongly affected by Fresnel reflection from the surface of the detector. For example, for the high index of refraction silicon diodes, surface reflection accounts for most of the departure from 100% quantum efficiency in the middle wavelength region.

The long wavelength cut-off in response is softened by the associated fall off of the absorption coefficient. A lower absorption coefficient means that more photons pass through the thin photosensitive layers. These photons do not contribute to the quantum efficiency. This causes gradual roll off of quantum efficiency near the band gap limit, the long wavelength cut-off.

Photomultiplier Tubes, PMTs

In a photoemissive detector, light interacts directly with the electrons in the detector material. An absorbed photon frees an electron and the surplus energy gets converted into kinetic energy of an electron. Electrons with enough kinetic energy escape from the surface. The electrons emitted in this way produce the cathode photocurrent in photomultiplier tubes. An applied voltage causes the electrons to flow toward the anode, creating a current that can be proportional to light intensity over 6 to 8 orders of magnitude. The electron multiplier part of a photomultiplier tube amplifies the photocurrent by secondary emission. This is a low noise process which produces currents that are orders of magnitude larger than the initial photocurrent. Photomultipliers are more sensitive than any other detector in the near UV and visible regions. See pages 6-66 and 6-67 for photomultiplier tube specifications.

Fig. 9 shows a schematic depiction of an end-on tube. Our side-on tubes have similar components arranged in a much tighter geometry which makes packaging easier and removes some of the environmental sensitivities of these superb detectors. The end-on tubes have larger and more uniform photosensitive areas; side on tubes have faster risetimes and reach higher responsivities since most of them use opaque photocathodes, thus avoiding the optical losses associated with the semitransparent photocathodes of the end-on tubes. Since nothing in life is simple, our fastest side-on tubes use a semitransparent photocathode because it allows even tighter packaging of the electron-multiplying dynode chain.

The stability of the electron multiplying process depends on the electrons following fairly exact trajectories. Magnetic fields can affect the directions of such electron flow in a significant manner, since the tubes are physically large. This is particularly noticeable in the end-on PMTs. You will find magnetic shielding, such as offered in our housings, to greatly improve your measurement reproducibility.

These DC biased detectors, with 1 kV level bias voltages and voltage divider network currents of 100s of μA , are characterized by flicker, $1/f$ noise. However, their excellent responsivity still allows them to function very well as DC detectors. Narrow bandwidth AC detection such as with our Merlin™ Digital Lock-in Amplifier, makes their already low NEP levels drop even further, $\text{fW Hz}^{-1/2}$ levels are typical. Photon counting mode of operation, see page 6-44, allows you to reach NEP levels of $10^{-19} \text{ W Hz}^{-1/2}$.

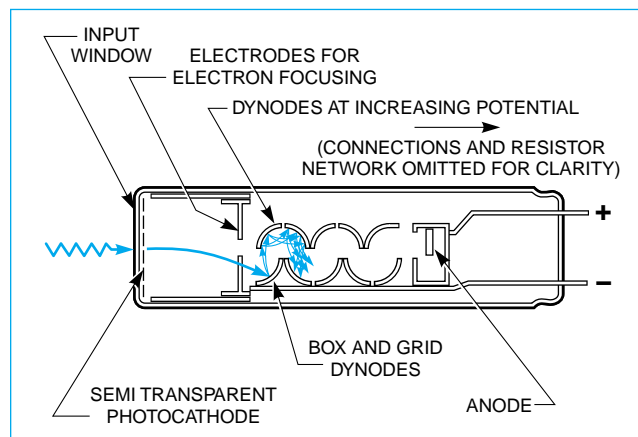


Fig. 9 Schematic of a photomultiplier tube.

Light Sources

Photolithography

Lasers

Monochromators & Spectrographs

FT-IR Spectrometers

Detection Equipment

Instruments

Fiber Optics

Junction Photodiodes

There are several ways of classifying semiconductor detectors. All are photoconductive, but here we use the photoconductive detectors' name for devices which rely on photoconductivity in the bulk and do not necessarily have junctions. We will talk more about them on page 6-10.

Junction detectors (or photodiodes) have a p-n junction formed in them. Many junction detectors can be used in the photovoltaic mode without a bias, or in the photoconductive mode when a reverse bias is applied. They can also provide photocurrent amplification through an avalanche ionization process when back biased at near breakdown voltage in properly designed structures.

In the photovoltaic mode, the electron-hole pairs (produced by photon absorption) migrate to opposite sides of the junction thus producing a voltage (and also a current, if the device is connected in a circuit).

In the photoconductive mode, a reverse bias is applied across the junction. Light produces electron-hole pairs which greatly increase the conductance. The current produced by the bias and free carriers is proportional to the light intensity over a wide range.

Silicon Photodiodes

Silicon photodiodes are the most common detectors of light used in instrumentation. The spectral response (Fig. 8 on page 6-6) covers the UV, the visible and the near infrared. The linearity and dynamic range are excellent (Fig. 1 on page 6-2); getting a signal is simple.

Fig. 10 shows the typical structure of a silicon photodiode. Photons pass through the thin top layer to generate electrons and holes near the junction. The junction is a region depleted of current carriers, both electrons and holes, by the gradients of the potentials associated with the energy bands. It is formed between the p and n type silicon. The junction drives holes into the p material and the electrons into the n material. This results in a voltage difference between the two regions, and if they are connected by external circuitry, a current.

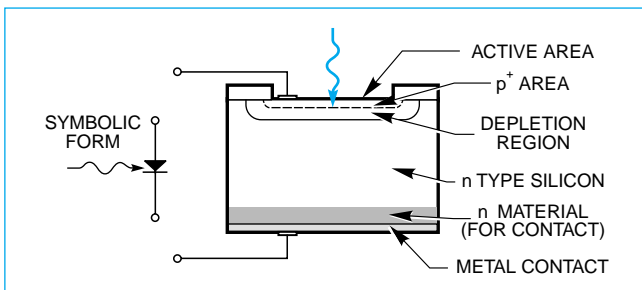


Fig. 10 Model of a silicon photodiode. The junction between the p⁺ and depletion regions give this detector its name.

Unbiased Operation - Photovoltaic Mode

Because the 1/f noise increases with bias, this mode has the better NEP at low frequencies. In fact the signal to noise ratio is better than that for biased operation at frequencies below 100 kHz and much better below 1 kHz.

Biased Operation - Photoconductive Mode

Operation with reverse bias reduces junction capacitance and thus increases the speed of response of the diode. It is the preferred mode of operation for pulsed detectors.

Linear Range

Silicon diodes require a low impedance load resistor to provide a linear output in a photovoltaic mode. This makes the maximum output voltage too low to achieve wide dynamic range when using an oscilloscope as a monitor. A transimpedance amplifier solves the major linearity restrictions, by providing near "zero" load impedance, and produces higher output voltages. It also limits the high frequency response of the system.

Wide range linear performance is much easier to achieve in the back biased mode of operation. Linear output persists almost all the way to bias voltage allowing easy display on an oscilloscope. We provide 6 V back bias from long life lithium batteries for our biased detectors.

GaN

These wide band gap diodes offer UV sensitivity while they reject VIS-IR background, thus facilitating measurements in this difficult wavelength range.

InSb

These liquid Nitrogen cooled detectors, used with our FT-IR instruments, on page 5-19, offer ultimate performance in the 2 to 5 μm range.

Ge, InGaAs, Extended InGaAs Photodiodes

Just about everything we said about silicon detectors can also be said about these diodes. They find most applications in the NIR, 0.8 to 2.5 μm . Their noise performance does not match that of Si and therefore we offer TE cooled versions of them, besides the room temperature ones.

HgCdZnTe Photodiodes

Things get even more confusing as far as junction photoconductors vs bulk photoconductors with these small band gap IR photodetectors. However, at least one room temperature implementation of these detectors does function in a photovoltaic mode and thus deserves to be listed in this section. Their current biased versions fit better with the PbS and PbSe photoconductors than with back biased junction diodes. Therefore we talk about them a little more in that section, page 6-75.

We offer these detectors for the 2 to 12 μm wavelength range. Optical immersion is offered with most of them to take better advantage of the detector active area.

MULTICHANNEL DETECTORS

The detectors we've been describing until now are single, discrete devices. Now we talk about multichannel detectors - photodiode arrays and charge coupled devices. The major differences between them lie in sizes of sensitive elements or pixels, the linear versus two dimensional value of the arrays, and the signal handling and readout methods. Our LineSpec™ and most of our InstaSpec™ family of multichannel detectors (pages 6-106 to 6-119) utilize silicon as a detector and are therefore sensitive in the 200 to 1100 nm spectral range. We now also offer InGaAs PDAs (pages 6-120 to 6-123) which are sensitive from 800 to 1700 nm.

The most useful arrays, and the only kind in our catalog, are of a self scanning type. This means that individual detector elements, and their associated circuitry, integrate the incident photon flux for some time and then are read out in a serial fashion. This is significantly different from the real time operation of single element detector systems. This self scanning mode of operation limits the nine or ten orders of magnitude dynamic range of individual photodiodes to a more practical three to five orders of magnitude, device dependent. High density packing of the small photosensitive pixels, to minimize non-photoresponsive areas and provide high resolution, limits the capacity of the charge storing structures. The major benefit of this charge storage capability is that usually only a single data channel is needed to read the information from all the spectral or imaging channels.

All of the arrays share the major advantage of multichannel or multiplexing capability. They make possible an almost instantaneous acquisition of one or more full spectroradiometric data sets when coupled to a standard or imaging spectrograph. The traditional technique would have involved mechanical scanning of one or more monochromators to sequentially bring various wavelengths of light to the single detector location.

Photodiode Arrays (PDAs)

Our PDAs are of a linear format. The aspect ratio of individual pixels, 25 μm wide by 25 mm high for the silicon based models, and 50 μm wide by 200 μm high for the InGaAs models, is designed to complement spectrograph function. Narrow width gives high resolution; significant height allows more signal collection. They operate in a photoconductive mode. The individual diode elements respond to the photon flux by producing photocurrents. Those in turn charge individual storage capacitors. The capacitors are read and discharged by on-chip circuitry and the information is fed out in a timed sequence.

Integration time becomes a new and significant parameter when setting up your measurement with the arrays. Dark current plays a more significant role with these storing detectors, since with very long integration times you may reach full capacity of all the storage elements and thus wipe out all the useful information. A concept of saturation time is used to describe this phenomenon. Fig. 11 shows typical temperature dependence of saturation time for PDAs.

We offer a number of PDA based systems. Compared to CCDs, their advantage is lower cost and higher light exposure capability. Their disadvantage involves higher readout noise, hundreds of thousands of electrons per channel, which limits their ultimate detectivity.

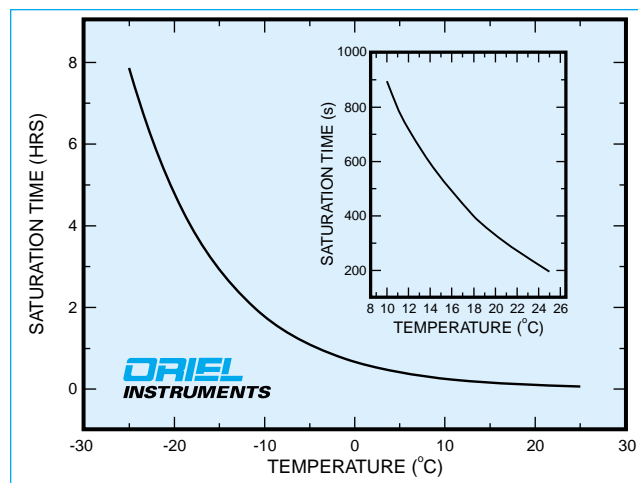


Fig. 11 PDA saturation time vs temperature.

LineSpec™ Charge Coupled Devices (CCDs)

These inexpensive linear CCD detectors, with 14 x 14 μm or 14 x 200 μm pixels, allow high speed, low cost data collection, for intermediate illumination level applications.

InstaSpec™ Charge Coupled Devices (CCDs)

These two dimensional arrays offer different electronic construction than PDAs. They are characterized by extremely low readout noise, down to a few electrons worth per pixel, and good separation between signal channels - no blooming. Nothing in life being free, they are somewhat more expensive than PDAs.

Typical pixel elements are 27 μm square. Software options allow you to take advantage of the two dimensional nature of CCDs for a spectroscopic form of imaging. (You could use them for standard high light level imaging, but a video recorder tube can do that for significantly lower cost.) Fig. 12 shows this spectroscopic "imaging". Multiple, spatially separated inputs illuminate the entrance slit of an imaging spectrograph. The spectrally resolved image of the sources illuminates the CCD at the output plane of the spectrograph. Multiple spectra, e.g. of excitation and various responses, can then be displayed simultaneously for comparison and analysis.



Fig. 12 Fibers imaged through the MS260i™ Imaging Spectrograph, and captured with InstaSpec™ IV CCD.

Light Sources

Photolithography

Lasers

Monochromators
& Spectrographs

FT-IR
Spectrometers

Detection
Equipment

Instruments

Fiber Optics

PHOTOCONDUCTIVE DETECTORS

In photoconductive detectors, absorbed incident photons produce free charge carriers. These change the electrical conductivity of the detector. An applied voltage, or bias, causes a current to flow which is proportional to the photon irradiance (it helps if the dark resistance is very high). Lead sulfide and lead selenide are examples of this type of detector. Fig. 13 shows this concept.

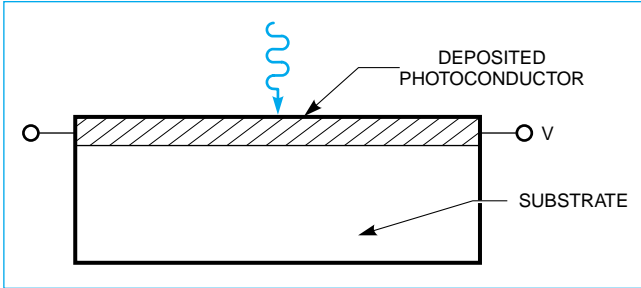


Fig. 13 Schematic of a photoconductive detector.

PbS and PbSe detectors are fabricated by chemically depositing polycrystalline film on a quartz substrate. Gold electrodes are plated to the edges of the film to provide electrical contact and the whole assembly is sealed inside a package with an appropriate window, quartz or sapphire. See Fig. 14. The cooled lead salt detectors also include the TE cooling stages and a thermistor sensor inside of the housing. This minimizes the cooling requirements, since the housing minimizes heat transfer from the environment to the detector element. The heat being generated by the TE coolers also protects the window from condensation.

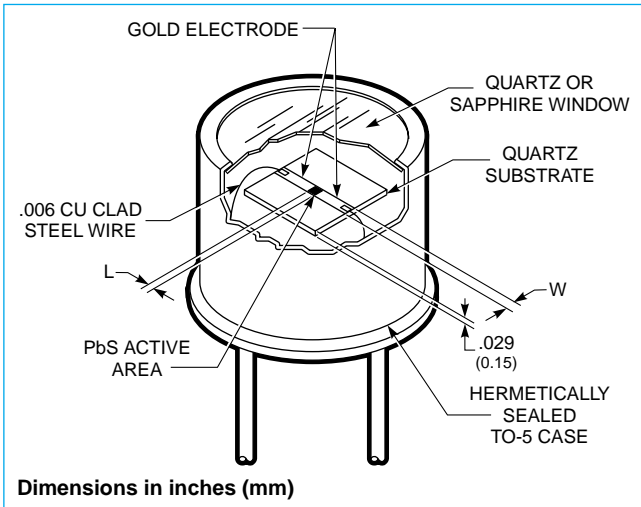


Fig. 14 Typical lead salt detector.

Liquid Nitrogen cooled MCT detectors, used in our MIR 8000™ FT-IR instruments, page 5-21, offer ultimate detectivity in the 2 to 17 μm range. The TE cooled HgCdZnTe family offers somewhat lower performance, but removes the need for liquid nitrogen refilling.

The epitaxially grown HgCdZnTe family of detectors is characterized by low impedance, but when properly biased and interfaced also provides linear performance. This versatile room and near room temperature operation family of detectors does not exactly fit either the junction or bulk photoconductor description. However, it is similar to one or the other in its different modes of operation. In the photoconductive mode of operation it is characterized by significantly faster risetimes than the lead salt detectors, especially at longer wavelengths.

Bias requirements, and the associated heating, as well as noise generation is smaller in smaller detectors. One way to make a small detector look optically like a big detector is through the use of optical immersion, Fig. 15.

This approach makes the detector surface look n^2 times larger, where n is the index of refraction of the lens, for the hyperspherical lens shape used in our optically immersed detectors. The monolithic construction of these detectors, (the epitaxial layer is grown directly on the lens substrate) makes this approach highly effective for HgCdZnTe detectors.

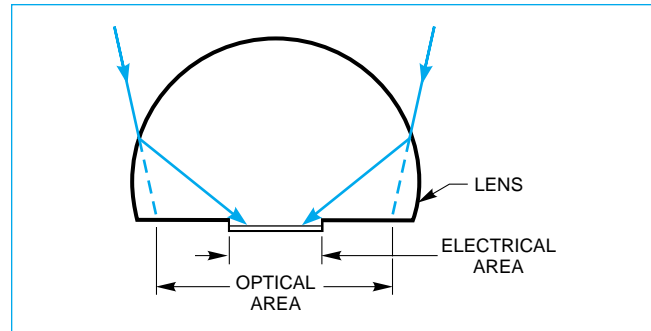


Fig. 15 Principle of optical immersion.

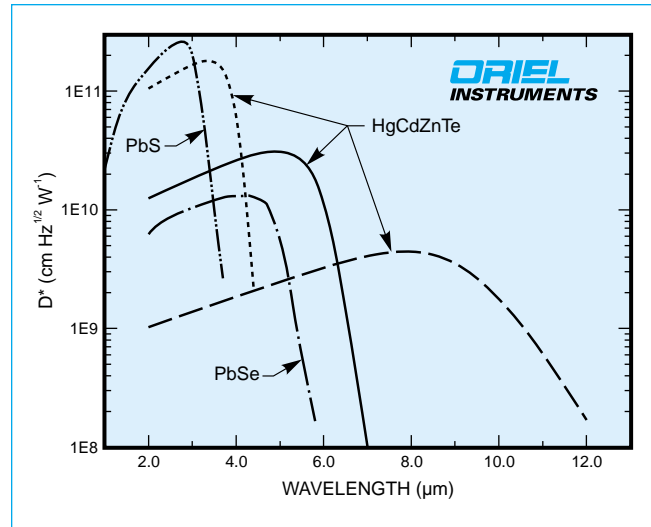


Fig. 16 Typical detectivities of some of our cooled IR detectors.

3.6 Lumineszenz-Dioden (Leuchtdioden)

Lumineszenz-Dioden nutzen die Erscheinung der Elektro-Lumineszenz, d.h. der Lichterzeugung durch elektrischen Strom aufgrund einer direkten atomaren Anregung ohne notwendige Erwärmung. In der Praxis nennt man sie meistens Leuchtdioden, abgekürzt LED (*light emitting diode*). Es handelt sich um Halbleiterdioden aus geeigneten Grundmaterialien, die beim Betrieb in Durchlassrichtung Licht aussenden. Dies geschieht, wenn Elektronen in der Sperrschicht mit Löchern rekombinieren. Die emittierte Strahlungsleistung ist etwa dem Durchlassstrom proportional. Je nach Material liegt das Maximum des Strahlungsspektrums im infraroten oder sichtbaren Bereich. Galliumarsenid-Dioden sind Infrarotstrahler, Galliumarsenidphosphid-Dioden senden rotes Licht aus. Den Aufbau einer LED zeigt **Bild 1a**. Die Kennlinie nach **Bild 1b** gleicht der einer normalen Diode mit relativ hoher Durchlassspannung.

Der Diode ist zum Betrieb an einer niederohmigen Spannungsquelle ein strombegrenzender Widerstand vorzuschalten, der gelegentlich auch innerhalb des Gehäuses angeordnet wird. Die resultierende Kennlinie für die Reihenschaltung Diode-Widerstand kann man als „gescherte“ Diodenkennlinie auffassen (**Bild 1b**). Für eine Betriebsspannung $U_B = 2,6 \text{ V}$ und $R_V = 40 \text{ } \Omega$ ergibt sich danach ein Strom $I_F = 25 \text{ mA}$ (Arbeitspunkt A).

Die LED lässt sich praktisch trägheitsfrei ein- und ausschalten. Die Lichtanstiegs- und Abfallzeit liegt unter einer Mikrosekunde. Im Gegensatz dazu benötigt eine Glühlampe etwa 30 ms, um sich auf den stationären Betrieb einzustellen. Dabei liegt die Einschaltstromspitze (Kaltleiter) etwa beim Zehnfachen des stationären Stromwertes. Eine derartige Stromüberhöhung gibt es bei der LED nicht.

Betrieibt man eine LED nach **Bild 1c** an Wechselfspannung, so sendet sie nur Lichtimpulse während der Durchlasshalbschwingung aus, die bei genügender Frequenz vom Auge als kontinuierliches Licht empfunden werden. Eine in Reihe geschaltete Diode schützt vor einem Durchbruch während der Sperrhalbschwingung. Bei direktem Netzanschluss (230 V~) und Vorgabe der Stromamplitude \hat{i} gelten für den Widerstand die angegebenen Formeln. Für $\hat{i} = 30 \text{ mA}$ und $U = 230 \text{ V}$ erhält man: $R_V \approx 10 \text{ k}\Omega$, $P_V \approx 2,5 \text{ W}$. Die Schutzdiode muss eine Sperrspannung von mindestens $\sqrt{2} \cdot 230 \text{ V} \approx 350 \text{ V}$ aushalten können.

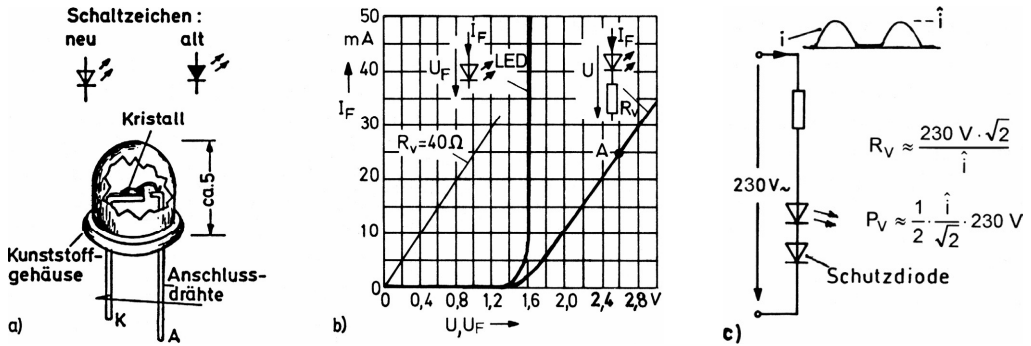
LEDs werden bisher hauptsächlich in den Standardfarben Rot, Orange, Gelb und Grün hergestellt, neuerdings auch in der Farbe Blau (siehe **Anhang B3**). Durch Farbmischung in einer Multi-Chip-LED lassen sich alle Farben – sogar Weiß – erzeugen. Große Anstrengungen werden unternommen, um den Wirkungsgrad von LEDs so zu erhöhen, dass diese auch Glühlampen ersetzen können. **Bild 2a** zeigt eine neuartige superhelle LED. Im Übrigen behilft man sich mit Multi-Chip-Anordnungen entsprechend **Bild 2b**. Mit einer großen Zahl von LED-Chips, gebondet auf einer Leiterplatte, ergeben sich Leuchtflächen nach **Bild 2c**, die als Hintergrundbeleuchtung (*Backlight*) für Anzeigen dienen¹⁾.

Anzeigen sind das Hauptanwendungsgebiet für LEDs. Sie werden dazu in vielfältiger Weise zu Anzeigeeinheiten (*Displays*) kombiniert. In einfacher Aneinanderreihung nach **Bild 3a** ergeben sie eine Leuchtbalkenanzeige (*Bar graph*), die als grobe Analogwertanzeige dienen kann. **Bild 3b** zeigt die bekannte Sieben-Segment-Anzeige mit Dezimalpunkt. Jedes Segment wird in der Regel durch *eine* LED gebildet, wobei entweder die einzelnen Anoden oder Katoden zusammengeschaltet werden. Größere Abmessungen der Segmente können durch Reihenschaltung mehrerer LEDs erzielt werden.

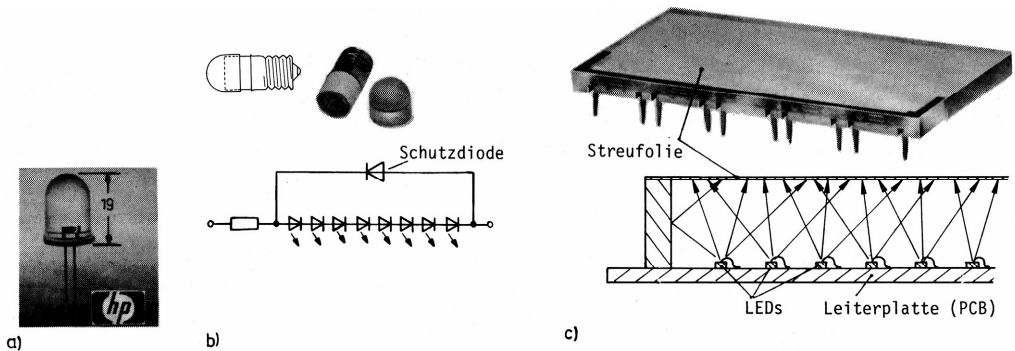
Bild 3c zeigt eine Matrix-Anzeige im 5×7 -Punktraster. Jede Diode kann durch eine Zeilen- und eine Spaltenleitung angesteuert werden. In der Praxis steuert man die Anzeige impulsweise in schneller Folge Zeile für Zeile an, wobei die Spalten dann im gleichen Takt entsprechend dem gewünschten Zeichenbild eingeschaltet werden (Multiplexsteuerung).

Allen LEDs gemeinsam ist die Eigenschaft der Degradation. Dabei handelt es sich um die allmähliche Abnahme der Helligkeit aufgrund von Alterungsprozessen. LEDs „kochen aus“. Mit diesem Ausdruck verbindet sich die Vorstellung, dass die Degradation umso schneller abläuft, je höher die Betriebstemperatur ist. In der Tat wird die sog. Halbwertszeit, innerhalb derer die Strahlungsintensität bis zur Hälfte des Neuwertes absinkt, beträchtlich verringert, wenn man den Betriebsstrom erhöht. Erreichbar sind Halbwertszeiten in der Größenordnung von 100 000 h, d.h. von mehr als 10 Jahren. Die noch relativ jungen blauen LEDs bleiben in ihrer Lebenserwartung darunter. Störend ist die noch nicht ganz geklärte Erscheinung der Degradation vor allem bei messtechnischen Anwendungen, die mit einem konstanten Lichtstrom arbeiten. Ein Totalausfall, wie er bei Glühlampen häufig vorkommt, tritt bei LEDs selten auf.

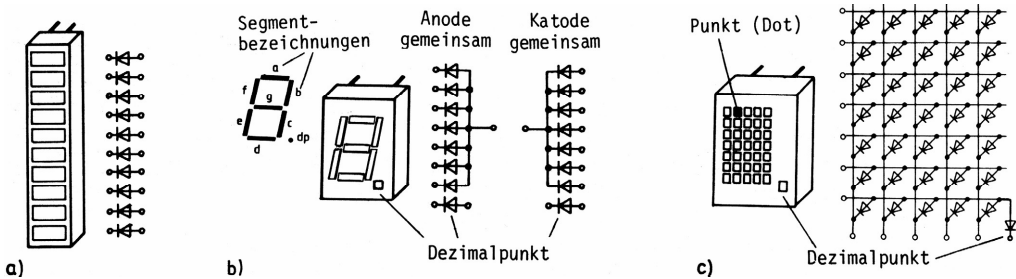
¹⁾ Seit 1999 gibt es auch weiße LEDs als Single-Chip-Ausführung mit $I_F = 10 \dots 20 \text{ mA}$ bei $U_F \approx 4 \text{ V}$. Literatur [3–2], [3–6]



• **Bild 1** Grundlagen der Lumineszenzdiode
 a) Aufbau, b) Kennlinien*), c) Schaltung für Wechselspannungsbetrieb



• **Bild 2** LED-Leuchten
 a) Lichtstarke LED, b) Multi-LED-Lampe, c) Flächenleuchte**)



• **Bild 3** LED-Displays
 a) Leuchtbalkenanzeige, b) Sieben-Segment-Anzeige, c) Punkt-Matrix-Anzeige

*) Kennlinie einer GaAsP-Diode für rotes Licht. Galliumphosphid-Dioden (GaP) für rotes und grünes Licht haben Durchlassspannungen von etwa 2 V (siehe **Anhang B3**). LEDs mit niedrigen Durchlassspannungen (infrarot, rot) eignen sich auch als Ersatz für Z-Dioden mit 1,3 ... 1,6 V.

**) Nicht zu verwechseln mit Lumineszenzfolien (Leuchtfolien), die dem gleichen Zweck dienen. Diese stellen im Grunde Leuchtcondensatoren dar, die mit einem durch Wechselspannung anregbaren Dielektrikum sehr geringer Dicke zwischen durchsichtigen, elektrisch leitenden Folien arbeiten.

17 Optoelektronik

17.1 Fototransistoren und Fotothyristoren

Unter Optoelektronik versteht man das Anwendungsgebiet aller elektronischen Bauelemente, die Licht in ein elektrisches Signal umformen bzw. die umgekehrte Funktion ausüben. Da es sich dabei häufig nur um Varianten konventioneller Bauelemente handelt, wurden einige bereits im vorangegangenen Text besprochen: Fotowiderstände, Fotodioden bzw. Fotoelemente, Leuchtdioden, Anzeigebausteine und Bildröhren. Im Folgenden sollen Fototransistoren und -thyristoren behandelt werden.

Unter einem Fototransistor versteht man normalerweise einen npn-Bipolartransistor, bei dem die Basis-Kollektor-Diode als Fotodiode ausgebildet ist. Man stellt sich daher nach **Bild 1a** den Fototransistor vor als einen normalen Transistor mit einer zugeschalteten Fotodiode. Der Basisanschluss ist grundsätzlich nicht erforderlich, wird aber dennoch oft angelegt, um zusätzlich eine elektrische Steuerung vornehmen zu können. Der Fotostrom seinerseits wirkt wie ein interner lichtgesteuerter Basisstrom und erscheint mit dem Stromverstärkungsfaktor B – genau genommen $1 + B$ – multipliziert als Kollektorstrom I_C . Bei reiner Lichtsteuerung ergibt sich damit qualitativ eine Kennlinienschar nach **Bild 1b**. Der dort auftretende Dunkelstrom ist identisch mit dem üblichen Reststrom $I_{CEO} = (1 + B) \cdot I_{CBO}^1$.

Bild 1c zeigt Ausführungsformen und Schaltzeichen von Fototransistoren. Dort wird auch der häufig vorkommende Foto-Darlingtontransistor angegeben, der wegen der zusätzlichen Stromverstärkung durch den nachgeschalteten Transistor eine besonders hohe Lichtempfindlichkeit besitzt, leider aber auch eine erhöhte Temperaturempfindlichkeit.

Fototransistoren werden zumeist im Schaltbetrieb eingesetzt, wobei sie von Lichtimpulsen aufgesteuert werden. Das geschieht im **Bild 2** durch eine nahe benachbarte LED. Beim Schalten des Diodenstromes I_F mit dem Transistor T wird der von der Diode gesendete Lichtstrom ein- und abgeschaltet. Entsprechend steigt und fällt der Kollektorstrom des Fototransistors, der wegen der offenen Basis mit dem jeweiligen Emittorstrom identisch ist. Es treten Schaltzeiten auf wie beim normalen Bipolartransistor: Anstiegs- und Abfallzeiten sowie eine Speicherzeit t_s^2). Damit ergeben sich die angegebenen Zeitverläufe für die Spannung u_2 , wonach man die Flankenzeiten näherungsweise durch eine Konstante τ beschreiben kann. Diese wird hauptsächlich bestimmt durch den angegebenen Arbeitswiderstand R und eine mit der Stromverstärkung B hochtransformierte Basis-Kollektorkapazität:

$$\tau = R \cdot C_{BC} \cdot B = 2\text{k}\Omega \cdot 5\text{pF} \cdot 200 = 2\mu\text{s} \quad \text{für die Werte } R = 2\text{ k}\Omega, C_{BC} = 5\text{pF} \text{ und } B = 200.$$

Die Basis-Kollektor-Kapazität C_{BC} wird beim Schaltbetrieb jeweils umgeladen. Bezogen auf die Kollektor-Emitter-Strecke, erscheint sie um den Faktor B erhöht, weil der kapazitive Strom genau wie der Fotostrom mit diesem Faktor vervielfacht wird. Da man den Kollektor-Basis-Übergang im Interesse einer guten Fotoempfindlichkeit großflächiger ausbildet als bei normalen Transistoren, ist die Kapazität C_{BC} auch relativ groß. Deshalb erreicht man eine niedrige Zeitkonstante nur über einen kleinen Arbeitswiderstand R , beispielsweise durch die Zwischenschaltung eines Transistors T_2 in Basisschaltung nach **Bild 2c** mit $R = 1/s$, wobei s die Steilheit des Transistors T_2 ist.

Die Speicherzeit t_s ist auch hier eine Funktion der Sättigung und hängt ab von dem Grad der Übersteuerung, d.h. von der Beleuchtungsstärke. Man kann die Speicherzeit verringern durch einen Widerstand ($> 10\text{ k}\Omega$) zwischen Basis und Emittor, über den die Basis schneller ausgeräumt wird. Ein derartiger Widerstand verringert allerdings auch die Fotoempfindlichkeit, da er den Fotostrom I_p teilweise nach außen ableitet. Leider wird damit bei unveränderter Beleuchtung das Aufsteuern des Transistors verlangsamt. Das Sperren wird jedoch stets beschleunigt.

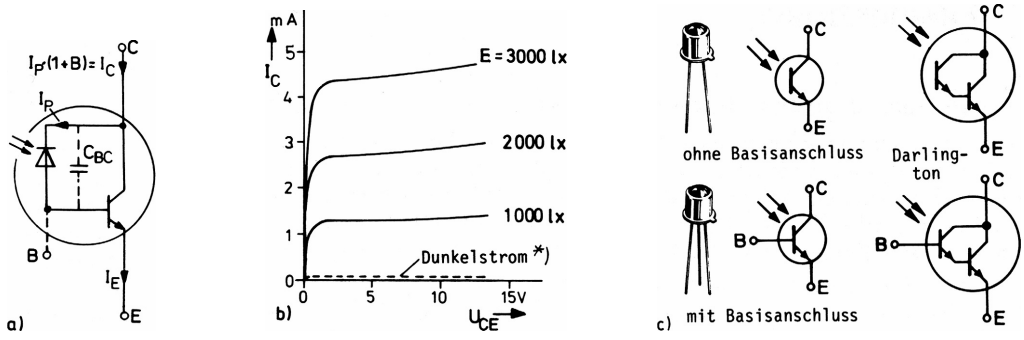
Ein praktisch bedeutendes optoelektronisches Bauelement ist auch der Fotothyristor nach **Bild 3a**. Er unterscheidet sich von einem normalen Thyristor im Wesentlichen nur dadurch, dass die gemeinsame Basis-Kollektor-Sperrschicht der beiden integrierten Transistoren als Fotodiode ausgebildet ist³⁾. Über einen intern oder extern angeordneten Widerstand R_{GK} kann man einen Teil des Fotostromes I_p ableiten und somit die Zündempfindlichkeit einstellen.

Fotothyristoren sind als diskrete Bauelemente nur selten anzutreffen. Man verwendet sie meistens als Schaltglied in Verbindung mit einer LED in Optokopplern. Das gilt im besonderen Maße für den „Foto-Triac“ nach **Bild 3b**, der als Antiparallelschaltung zweier Fotothyristoren einen lichtgesteuerten Wechselstromschalter darstellt⁴⁾.

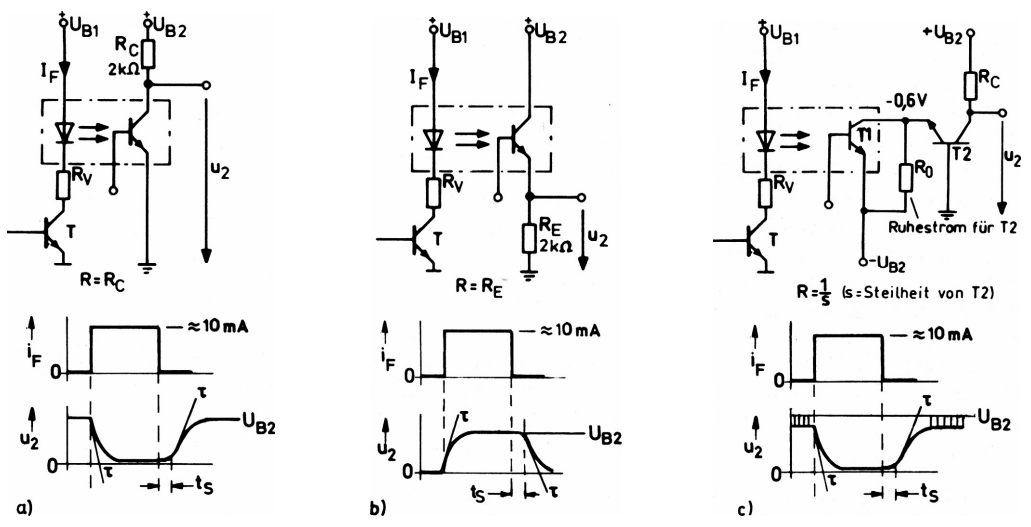
¹⁾ Siehe Gleichstromersatzbild im **Abschnitt 10.3**. ²⁾ Zu den Schaltzeiten vgl. **Abschnitt 10.4**.

³⁾ Zur Funktion eines Thyristors siehe **Abschnitt 14.11**.

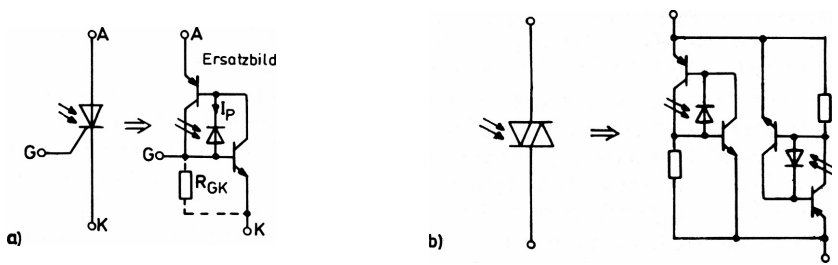
⁴⁾ Zu entsprechenden Optokopplern siehe **Anhang B17**; zum Triac siehe **Abschnitt 19.5**.



• **Bild 1** Fototransistoren
 a) Ersatzbild, b) Kennlinien, c) Ausführungsformen und Schaltzeichen



• **Bild 2** Schaltverhalten des Fototransistors**)
 a) Emitterschaltung, b) Kollektorschaltung, c) Kaskodeschaltung



• **Bild 3** Fotothyristor und Fototriac
 a) Fotothyristor, b) Fototriac

*) Für die Darstellung des Gleichstromverhaltens insgesamt verwendet man zweckmäßig das Ersatzbild nach **Abschnitt 10.3**, das um eine Stromquelle mit dem Fotostrom zu ergänzen ist.
) Die im **Bild 2 dargestellte Kombination LED-Fototransistor in einer abgeschlossenen Baueinheit bezeichnet man als Optokoppler (siehe **Abschnitt 17.2**). Zur Kaskodeschaltung siehe **Abschnitt 10.12**.

17.2 Optokoppler

Unter einem Optokoppler versteht man einen Lichtempfänger (z.B. Fototransistor) in einer optischen Kopplung mit einem Lichtsender (z.B. LED) in einem gemeinsamen Gehäuse. **Bild 1a** zeigt die Standard-Ausführung mit einer äußeren Beschaltung für eine Impulsübertragung. Die Steuerung der LED geschieht hier im Gegensatz zum vorigen Abschnitt mit einem Paralleltransistor. Es handelt sich dabei lediglich um eine alternative Ansteuerungsart.

Das hervorstechende Merkmal eines Optokopplers ist die galvanische Trennung zwischen Eingang und Ausgang. Man spricht auch von einem Optoisolator (*optocoupler*, *optoisolator*). Bei den meistgebräuchlichen Ausführungen im Plastik-DIP mit 4 bis 8 Anschlüssen wird eine Isolationsfestigkeit von mehr als 1 kV erreicht.

Als wesentliche Kenngröße dient der sog. Stromübertragungsfaktor CTR (*current transfer ratio*) mit der Definition $CTR = I_C/I_F$. Im aktiven Betrieb (nicht übersteuert) liegt dieser bei einfachen Optokopplern nach **Bild 1a** zwischen 0,1 und 1. Er ist vom Arbeitspunkt und der Temperatur abhängig und dient als Maß für die Empfindlichkeit. Besonders hohe Werte (> 1) werden erzielt mit Darlingtonttransistoren. Leider ist dabei das dynamische Verhalten schlecht. Der Darlington-Optokoppler ist nur im unteren Kilohertzbereich brauchbar, während der Standard-Optokoppler Grenzfrequenzen von etwa 100 kHz erreicht¹⁾.

Steile Schaltflanken am Ausgang gewinnt man mit dem Fototrigger nach **Bild 1b**, der in Verbindung mit einem externen pnp-Transistor über eine Mitkopplungsschleife verfügt und kippartig schaltet. Dabei wird der Basisanschluss des Fototransistors zur Rückkopplung genutzt. Ein kleiner Kondensator (180 pF) fördert als „Beschleunigungskondensator“ den Kippvorgang.

Für höhere Frequenzen um 1 MHz eignen sich „schnelle Optokoppler“ nach **Bild 1c**, die als Empfangselement eine Fotodiode anstelle des relativ trägen Fototransistors verwenden. Die Industrie bietet dazu verschiedene Varianten an, zum Teil auch mit Triggerausgang und in Verbindung mit logischen Koppelgliedern.

Wenn sowohl das Sende- als auch das Empfangselement kontinuierlich steuerbar ist, sind auch analogtechnische Anwendungen möglich. **Bild 2a** zeigt ein Beispiel für eine NF-Übertragung. Eingangsseitig handelt es sich um eine steuerbare Stromquelle für die LED entsprechend **Abschnitt 10.10** und ausgangsseitig um einen stromgesteuerten Emitterfolger. Bei einem Optokoppler mit $CTR = 1$ ist der Spannungs-Übertragungsfaktor vom Eingang zum Ausgang etwa gleich dem Widerstandsverhältnis R_{E2}/R_{E1} . Für $CTR < 1$ tritt eine entsprechende Abschwächung auf.

Bild 2b zeigt eine Ausgangsschaltung mit Gegenkopplung über eine externe Ausgangsstufe. Dadurch wird der Arbeitspunkt des Fototransistors stabilisiert und nichtlineare Verzerrungen werden bei richtiger Bemessung herabgesetzt. **Bild 2c** zeigt die gleiche Schaltung für einen schnellen Optokoppler, z.B. 6N 135. Die Eingangsschaltung kann in beiden Fällen wie im **Bild 2a** aufgebaut werden.

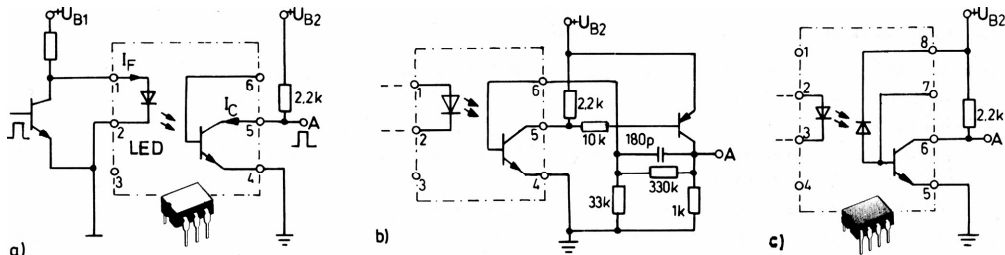
Die höchste Linearität und vor allem Stabilität gegenüber Temperaturänderungen und Alterungseffekten erreicht man durch Schaltungen mit einer optischen Rückkopplung über ein zweites Empfangselement (Fotodiode oder Fototransistor). **Bild 3a** zeigt eine derartige Schaltung mit dem Optokoppler IL 300. Dieser enthält eine LED und zwei gleiche Fotodioden, wobei der Symmetriefehler unter 1 % liegt. Der Stromübertragungsfaktor $CTR = i_p/i_F$ beträgt etwa 0,007.

In der Schaltung nach **Bild 3a** bewirkt eine positive Spannung u_1 einen Strom i_F für die LED. Die dadurch in gleicher Weise bestrahlten Fotodioden D1 und D2 erzeugen gleiche Ströme i_{p1} und i_{p2} . Aufgrund der virtuellen Masse am N-Eingang des OPs arbeiten sie beide im Kurzschlussbetrieb mit Spannung Null, und zwar Diode D1 als Fotodiode und Diode D2 als Fotoelement. Im stationären Betrieb wird die LED stets soweit aufgesteuert, dass der Eingangsstrom i_1 voll von Diode D1 übernommen wird. So ergeben sich die angeschriebenen Gleichungen und ein Übertragungsfaktor A_u , der nur vom Verhältnis zweier Widerstände bestimmt wird. Aufgrund der galvanischen Trennung zwischen Eingang und Ausgang spricht man von einem Isolations- oder Trennverstärker.

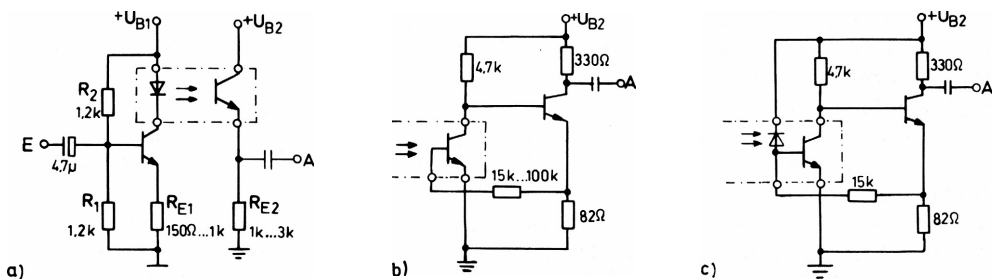
Bild 3b zeigt eine ausgeführte Schaltung. Zur Sicherstellung eines ausreichenden Stromes für die LED wird dem OP ein Transistor als Stromverstärker nachgeschaltet. Mit Widerstand R_{V1} stellt man zweckmäßig bei $u_1 = 0$ einen bestimmten Vorstrom für die LED ein und zieht dann mit Widerstand R_{V2} den Ausgang auf Null. Die Schaltung eignet sich so für die Übertragung von Spannungen beliebiger Polarität, d.h. auch für Wechselspannungen.

¹⁾ Zu diesen und anderen Optokopplern siehe **Anhang B17**.

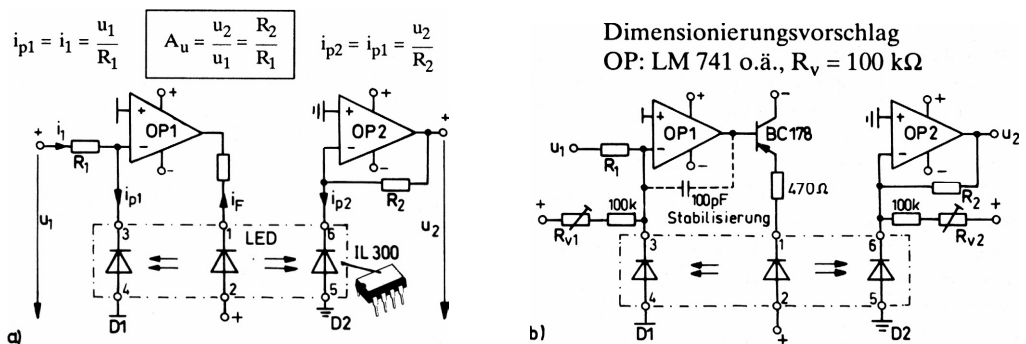
Literatur: [17–1], [17–2], [17–7]



• **Bild 1** Optokoppler und Grundsaltungen
 a) Standard-Optokoppler, b) Optokoppler mit Fototrigger,
 c) „schneller“ Optokoppler



• **Bild 2** NF-Übertragung mit Optokopplern
 a) Grundsaltung, b) mit Gegenkopplung^{*)}, c) mit „schnellem“ Optokoppler



• **Bild 3** Analoge Signalübertragung mit Trennverstärker^{**)}
 a) für positive Eingangsspannung (Prinzipschaltung),
 b) für Gleich- und Wechselspannungen

*) Die Gegenkopplung wirkt stabilisierend gegen die Auswirkungen von Exemplarstreuungen der Optokoppler sowie ihrer Temperaturabhängigkeit und gegenüber dem Einfluss von Alterungseffekten. Die Letzteren werden hauptsächlich durch die Degradation der LEDs verursacht (siehe Abschnitt 3.6).

**) Der IL 300 ist ein Optokoppler der Fa. Siemens. Die Fotodioden sind als schnelle PIN-Dioden ausgebildet. Bei diesen befindet sich zwischen P- und N-Gebiet noch eine I-Zone (*Intrinsic* → Eigenleitung), wodurch die Kapazität verringert wird. Fertige Trennverstärker liefert die Fa. Burr-Brown.

17.3 Lichtschranken und Lichtleiter

Lichtschranken gehören zur Gruppe der Optosensoren, die unter Ausnutzung optischer Effekte die Erfassung und Messung mechanischer Größen gestatten. **Bild 1** zeigt nebeneinander Prinzip und Ausführungsbeispiele zur Gabelschranke, zum Reflexionstaster und zu dem noch relativ jungen Füllstandssensor. Sie alle sind Anordnungen mit einem Lichtsender (z.B. LED) und einem Lichtempfänger (z.B. Fototransistor oder Fototrigger) in optischer Kopplung und können daher auch als Optokoppler aufgefasst werden. Die Schaltungstechnik ist entsprechend. Im Gegensatz zum normalen Optokoppler wird hier eine Steuerwirkung nicht über die LED, sondern durch eine Änderung in der Lichtübertragung vorgenommen. Bei der Gabelschranke geschieht dies durch mechanische Unterbrechung des Lichtstrahls und beim Reflexionstaster durch Änderung der Reflexion auf einer benachbarten Fläche. Wie beim normalen Optokoppler verwendet man praktisch ausschließlich infrarot strahlende GaAs-LEDs, die mit ihrem Strahlungsspektrum gut an die spektrale Empfindlichkeit moderner Si-Fototransistoren angepasst sind. Beim Reflexionstaster setzt man häufig Darlingtonausführungen ein, weil diese wegen der doppelten Stromverstärkung mit weniger Licht zur Durchsteuerung auskommen. Üblicherweise sind LED und Fototransistor an der Lichtdurchgangsstelle mit einer Linse versehen, so dass in vielen Fällen eine zusätzliche Optik entbehrlich ist.

Besonders interessant ist der an dritter Stelle gezeigte Füllstandssensor. Eine LED und ein Fototrigger sind an der Grundfläche einer klaren Kunststoffhalbkugel so eingegossen, dass das Licht normalerweise von der Außenfläche der Halbkugel nach innen auf den Fototrigger totalreflektiert wird. Wird die Halbkugel von einer Flüssigkeit benetzt, so ändert sich der Brechungsindex an der Grenzfläche, und das Licht kann in die Flüssigkeit austreten. Der Fototrigger wird dunkel.

Die Kunststoffhalbkugel stellt im Grunde einen Lichtleiter dar mit der Fähigkeit, Lichtstrahlen in einer bestimmten Weise zu führen. Für allgemeine Anwendungen der Lichtleitung werden wegen ihrer Flexibilität hauptsächlich dünne Glas- oder Kunststofffasern verwendet. **Bild 2a** zeigt die Lichtführung in einer einzelnen Faser. Lichtstrahlen, die innerhalb eines bestimmten Öffnungswinkels auf der Stirnseite eintreten, werden an der Grenzschicht zwischen dem Kern und einem Mantel mit kleinerer Brechzahl n totalreflektiert und treten über einen Zickzack-Weg am anderen Faserende wieder aus. Dabei tritt eine gewisse Dämpfung auf, die von der Wellenlänge des Lichtes abhängig ist, außerdem auch vom Material. Glas ist lichtdurchlässiger als Kunststoff.

Den Anwendungsbereich der Lichtleitung mit Glas- oder Kunststofffasern bezeichnet man als Faseroptik (*fibre optics*). **Bild 2b** zeigt den Aufbau eines Lichtleitkabels, wie er mit Glasfasern üblich ist. Die Faserenden werden verklebt und poliert und im Übrigen dann nach **Bild 2c** mit Endhülsen eingefasst. Durch Aufspaltung des Faserbündels auf mehrere Teilbündel sind mehrarmige Lichtleiter herstellbar. Man kann auch Querschnittswandlungen vornehmen, beispielsweise zum Übergang von einem runden auf einen eckigen Querschnitt.

Bild 3 zeigt Anwendungsbeispiele, bei denen solche Möglichkeiten vorteilhaft genutzt werden können. Die gezeigten Lichtschranken mit Lichtleitern ermöglichen eine Signalaufnahme an schwer zugänglichen und von der Elektronik entfernten Objekten.

Ist das Faserbündel an der Eintritts- und Austrittsfläche in fester und gleicher Ordnung zusammengesetzt, so spricht man von einem kohärenten Bündel oder auch Bildleiter. Jeder von der Eintrittsfläche aufgenommene Lichtstrahl tritt an der gleichen Stelle auf der anderen Seite wieder aus. Mit einem Lichtleiter dieser Art lassen sich demnach Bilder übertragen, wobei das Auflösungsvermögen umso besser wird, je kleiner der Faserdurchmesser ist. Für Bildleiter werden daher besonders dünne Fasern verwendet, teilweise mit Durchmessern unter $20\ \mu\text{m}$. Ihre hauptsächliche Anwendung liegt in der Endoskopie, im Bereich der medizinischen und technischen Diagnostik (**Bild 4**).

Bildleiter werden auch in starrer Form hergestellt, indem man beim Herstellungsprozess die Außenhaut der Fasern miteinander verschmilzt. Das hat den Vorteil, dass der ungenutzte Zwischenraum zwischen den einzelnen Fasern verringert wird und ein gutes Auflösungsvermögen erzielt wird. Ein sehr dickes aber kurzes Bündel dieser Art bildet eine Faserplatte, deren Stirnflächen plan oder aus besonderen Gründen auch konkav oder konvex geschliffen werden können. Durch eine plan-konkave Platte lässt sich ein gekrümmtes Bild ebnen, beispielsweise das Oszillogramm auf einem nichtebenen Schirm eines Oszilloskops. Bei mehrstufigen Bildverstärkern werden Faserplatten auch als Fenster- und Koppellemente eingesetzt (siehe **Abschnitt 8.5**).

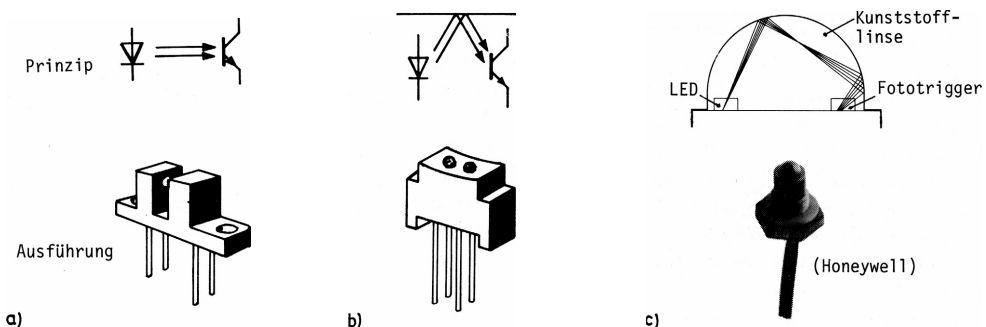


Bild 1 Optosensoren
 a) Gabel-Lichtschranke, b) Reflexions-Lichtschranke, c) Füllstandssensor

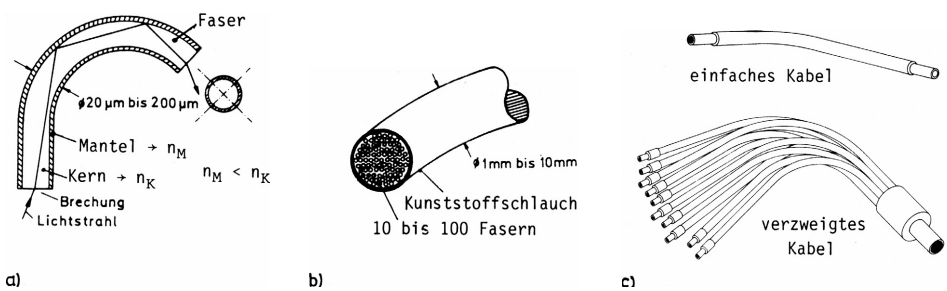


Bild 2 Lichtleitfasern und Lichtleitkabel
 a) Faser mit Lichtstrahl, b) Aufbau eines Kabels, c) Kabelausführungen

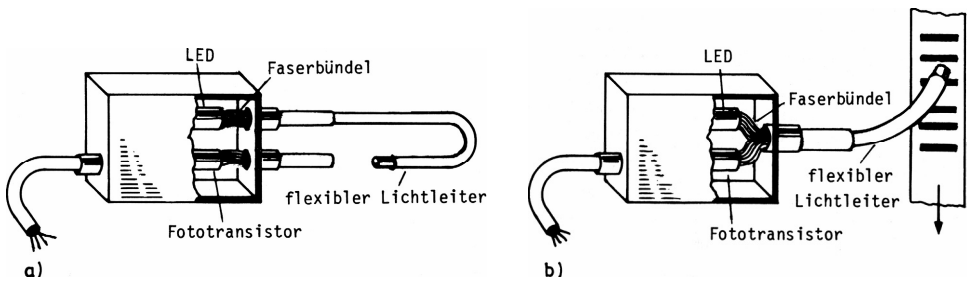


Bild 3 Lichtschranken mit Lichtleitern
 a) Gabelschranke, b) Reflexionsschranke

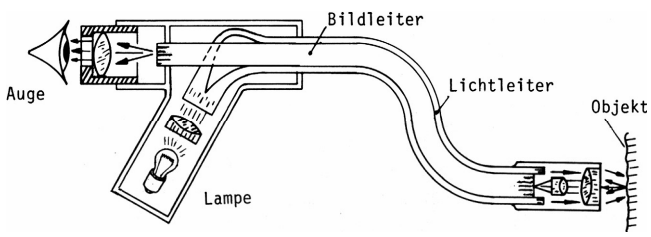


Bild 4 Endoskop

17.4 Optische Nachrichtentechnik

Lichtleiter werden heute oft anstelle von Kupferleitungen zur Signalübertragung über kürzere und längere Wege eingesetzt. Vorteilhaft ist dabei immer die Potentialtrennung zwischen Sender und Empfänger sowie die Unempfindlichkeit gegenüber elektromagnetischen Störfeldern. Da zumindest bei größeren Entfernungen die Wellennatur des Lichtes eine Rolle spielt, hat sich für die nachrichtentechnische Anwendung die Bezeichnung Lichtwellenleiter (LWL) eingeführt.

In der Regel wird für einen Nachrichtenkanal nur ein einfasriges Lichtleitkabel verwendet (**Bild 1**). Bei kurzen Entfernungen unter 50 m genügen Kunststoffleiter, die mit einem scharfen Messer auf Maß geschnitten und über Steckverbindungen leicht an ein Sende- und Empfangselement angekoppelt werden.

Mehrfasrige Kabel haben den Vorteil, dass man Signale auf mehrere Wege verteilen kann. Dazu legt man Verzweigungsstellen an entsprechend **Bild 1b**. Die Schaltungstechnik auf der elektrischen Seite unterscheidet sich prinzipiell nicht von derjenigen bei Optokopplern.

Um bei Glasfasern ausreichende Flexibilität zu gewährleisten, sind Durchmesser unter 200 μm erforderlich. Für die Bearbeitung sind besondere Werkzeuge nötig, und beim Aufbau von Steckverbindungen ist höchste Präzision erforderlich. Aufgrund der besseren Lichtdurchlässigkeit kommt aber für größere Entfernungen nur die Glasfaser als Übertragungsmedium in Frage. **Bild 2** macht den Unterschied zur Plastikfaser durch einen Vergleich der Dämpfungswerte deutlich, die stark vom Material und der Wellenlänge des Lichtes abhängen. Nutzt man bei einer hochwertigen Glasfaser das „Übertragungsfenster“ 1 oder 2 im nahen Infrarotbereich, so erhält man eine Dämpfung um 1 dB/km. Im dritten Fenster kommt man sogar auf Werte von 0,2 dB/km herunter. Demgegenüber betragen derzeit die günstigsten Werte für die Plastikfaser etwa 150 dB/km, wenn man mit sichtbarem Licht im grün/gelben Bereich arbeitet. Auf einer Strecke von 20 m ergibt sich damit bereits eine Dämpfung von 3 dB, d.h. ein Lichtverlust von 50 %. Hinzu kommen weitere Verluste an den Steckverbindungen.

Bild 3 macht deutlich, dass die optische Nachrichtentechnik im elektromagnetischen Spektrum nur einen relativ schmalen Frequenzbereich zwischen 10^{14} Hz und 10^{15} Hz nutzt. Angesichts der hohen Absolutwerte der Frequenz ist die entsprechende Bandbreite Δf jedoch außerordentlich groß, verglichen mit üblichen Werten in der konventionellen Nachrichtentechnik. Für die Weitverkehrstechnik stehen auch geeignete Sende- und Empfangselemente bereit, mit denen man in den verschiedenen Übertragungsfenstern optimal arbeiten kann. Auf der Sendeseite handelt es sich dabei um spezielle lichtstarke LEDs und Laserdioden (LDs). Die Letzteren besitzen wie die LED eine pn-Struktur, wobei aber in komplizierter Weise ein innerer Resonanz- und Verstärkungseffekt ausgenutzt wird. Im Gegensatz zur LED tritt dabei das Licht in scharf gebündelter Form und im Wesentlichen monochromatisch an der Stirnseite des Halbleiterplättchens aus.

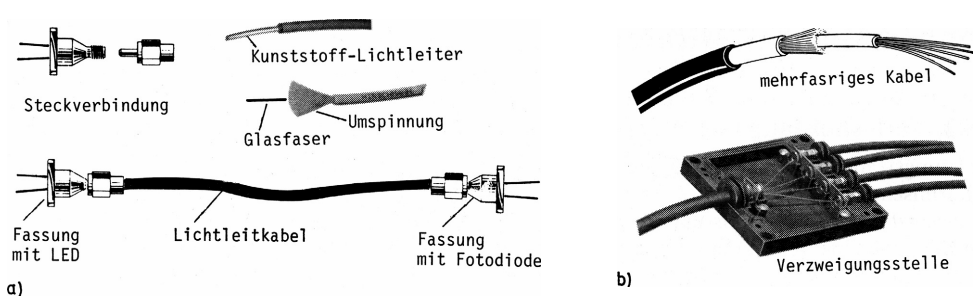
Auf der Empfangsseite sind es PIN-Dioden und sog. Avalanche-Fotodioden (APDs). Die Ersteren zeichnen sich durch eine geringe Sperrschichtkapazität aus, wodurch kurze Schaltzeiten möglich werden¹⁾. Die Letzteren nutzen den Lawinen-Effekt (Avalanche-Effekt), wie er von der Z-Diode her bekannt ist, zur Verstärkung der Empfangssignale.

Beim Lichtleiter selbst unterscheidet man neben der Materialart – Glas oder Plastik – sein Profil. Darunter versteht man nach **Bild 4** den Verlauf des Brechungsindex n über dem Radius r . Bei einer „Stufenindexfaser“ ändert sich dieser sprunghaft zwischen Kern und Mantel. In einer derartigen Faser mit relativ dickem Kern kommen aufgrund unterschiedlicher Ausbreitungswege (Zickzack-Wege bzw. „Wellenmoden“) gleichzeitig eingekoppelte Wellenzüge des Lichtes mit einer gewissen Zeitdifferenz am Ende der Faser an. Das bedeutet, dass ein schmaler Lichtimpuls am Ausgang verbreitert erscheint und dicht aufeinander folgende Impulse sogar ineinander fließen können. Diese als Dispersion bezeichnete Erscheinung nimmt mit der Leitungslänge zu und begrenzt die Anwendbarkeit nach hohen Frequenzen hin.

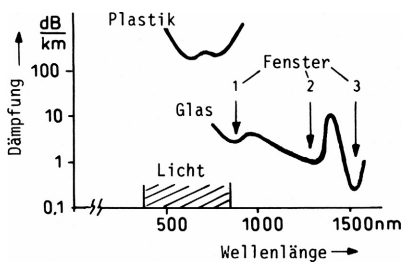
Ein wirksames Gegenmittel ist die drastische Verringerung des Kerns bis auf einen Durchmesser unter 10 μm . Aus der „Multimodefaser“ wird dann eine „Monomodefaser“ mit nur *einer* Ausbreitungsrichtung ohne Dispersion. In der Weitverkehrstechnik hat sich diese heute weitgehend durchgesetzt gegenüber der „Gradientenfaser“, die dort bisher dominierte. In dieser läuft das Licht auf gekrümmten Bahnen. Auf der äußeren (längeren) Bahn im optisch dünneren Medium benötigt es etwa die gleiche Zeit wie auf der mittleren (kürzeren) Bahn durch das optisch dichtere Medium. Damit bleibt die Dispersion auch hier relativ gering.

¹⁾ Siehe auch **Abschnitt 17.2**.

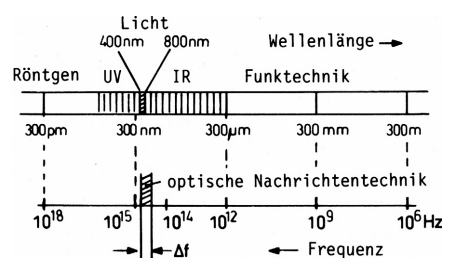
Literatur: [17–5], [17–6], [17–7], [17–8]



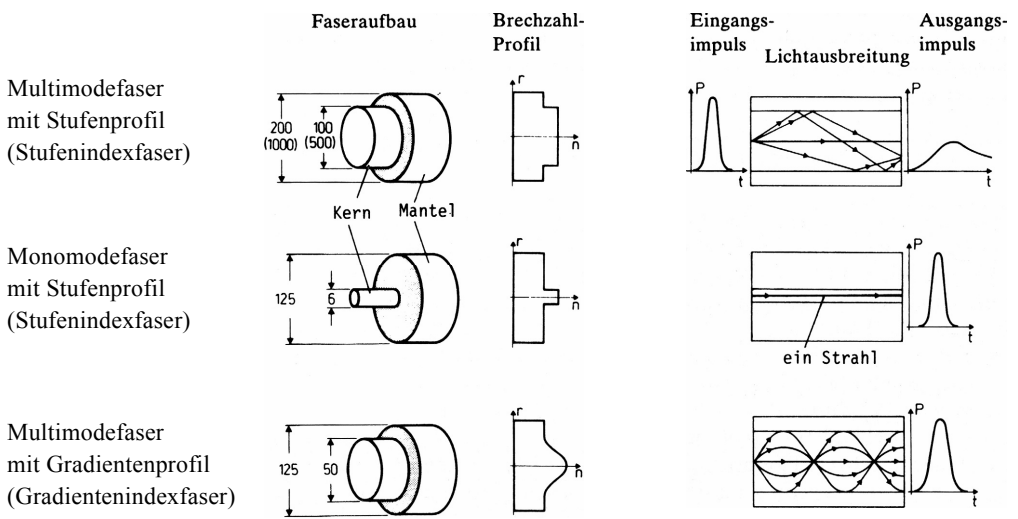
• **Bild 1** Optische Übertragungsstrecke und Verbindungselemente*)
 a) einfasriges System, b) mehrfasriges System



• **Bild 2** Typischer Dämpfungsverlauf



• **Bild 3** Elektromagnetisches Strahlungsspektrum



• **Bild 4** Aufbau und Merkmale verschiedener Fasertypen (Maße in μm , Klammerwerte gelten für Kunststofffaser)

*) Steckverbinder mit Kunststoffleitern sind relativ unproblematisch. Der Lichtleiter wird samt Schutzmantel in eine Aufnahmebuchse eingeführt und festgeschraubt.

8.6 Flüssigkristall-Anzeigen (LC-Displays)

LC-Display (Liquid Crystal Display) ist die englische Bezeichnung für Flüssigkristall-Anzeige auf der Basis der Flüssigkristallzelle nach **Bild 1a**. Diese stellt im Grunde einen ebenen Plattenkondensator dar mit einer „nematischen“ Flüssigkeit als Dielektrikum und transparenten Zinn-Oxidschichten auf Glas als Beläge. Nematisch nennt man einen Flüssigkeitszustand, in dem die Moleküle eine bestimmte Ausrichtung besitzen, die unter dem Einfluss eines elektrischen Feldes veränderbar ist. Damit ändert sich auch die Lichtdurchlässigkeit, was bei einer segmentweisen Unterteilung einer der beiden Elektroden zur Darstellung von Ziffern und Zeichen genutzt werden kann.

Bild 1b zeigt eine derartige Anordnung mit der Zeichendarstellung auf dem Grundglas, während die gemeinsame Gegenelektrode dem Betrachter zugewandt ist. Von der Frontseite her einfallendes Licht kann den Kristall durchdringen und wird von der auf der Rückseite angebrachten Reflektorfolie zurückgestrahlt, so dass die Flüssigkeit hell erscheint. Legt man eine Spannung an zwischen einem oder mehreren Segmenten und der gemeinsamen Gegenelektrode, so wird in diesem Bereich der Flüssigkristall lichtundurchlässig und erscheint daher dunkel.

Die eben beschriebene „reflektive“ Betriebsweise setzt eine Lichteinstrahlung von der Frontseite her voraus. Möglich ist auch ein „transmissiver“ Betrieb mit rückseitiger Beleuchtung. Mit einer halbdurchlässigen Reflektorfolie kann man beide Betriebsweisen kombinieren (transflekter Betrieb), beispielsweise in Verbindung mit einer geeigneten Hintergrundbeleuchtung, um die Lesbarkeit bei schwachem Tageslicht sicherzustellen¹⁾. Fremdlicht ist immer erforderlich, da der Flüssigkristall selbst kein Licht erzeugt. Es handelt sich um eine passive Anzeigeform. **Bild 1c** zeigt die Ausführung einer mehrstelligen Sieben-Segment-Anzeige.

In der Regel wird heute die Segmentierung auf dem Frontglas vorgenommen, während die gemeinsame Gegenelektrode als sog. Backplane (BP) sich auf dem Grundglas befindet. Der grundsätzliche Wirkungsmechanismus ändert sich dadurch jedoch nicht. **Bild 2a** zeigt zu diesem Fall die physikalischen Vorgänge mehr im Detail mit einem Blick in das aufgeklappte Display. Bei der üblichen „Drehzelle“ (TN-Zelle, Twisted Nematic-Cell) ist der Kristall (links) um 90° in sich verdreht. Über eine Polarisationsfolie (unten) eintretendes polarisiertes Licht wird in der Zelle ebenfalls um 90° gedreht, so dass es einen quer gestellten Polarisator auf der Gegenseite durchdringen kann. Hebt man die Moleküldrehung durch Anlegen einer elektrischen Spannung auf (rechts), so wird der Lichtdurchgang unterbunden. Das entspricht der bereits oben beschriebenen Funktion.

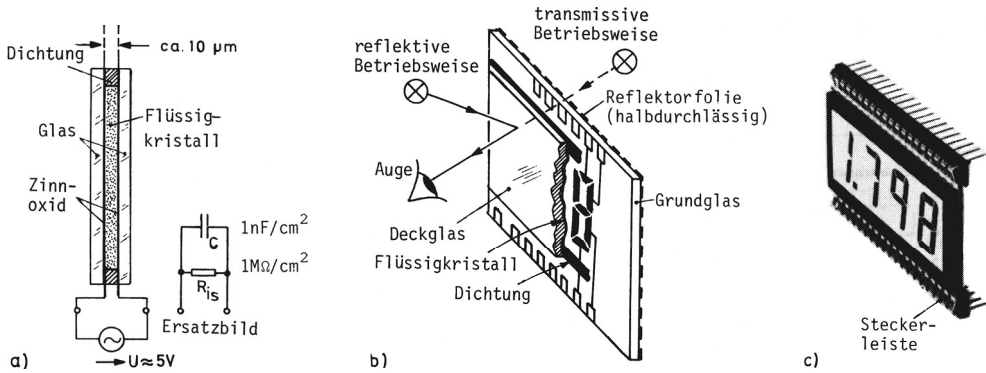
Zum Ansteuern einer LC-Zelle genügt eine Spannung von wenigen Volt (2 V bis 5 V) bei einer Stromaufnahme in der Größenordnung Mikroampere. Wegen der Gefahr einer elektrolytischen Zersetzung ist Dauerbetrieb nur mit Wechselspannung zulässig (vorzugsweise rechteckförmig mit 100 Hz). Die Ansteuerung geschieht üblicherweise nach der Methode der Phasenumschaltung mit speziellen Ansteuerbausteinen nach **Bild 2b**. Gleichphasige Potentialbewegung z.B. am Segment f und der Gegenelektrode (BP) ergibt keine Spannung U_{FB} . Der Kristall ist an der betreffenden Stelle also lichtdurchlässig. Bei gegenphasiger Potentialbewegung am Segment e entsteht eine rechteckförmige Wechselspannung U_{EB} . Dort sperrt die Zelle und das Segment erscheint dunkel. Das Umschalten geschieht jeweils mit einer gewissen Trägheit, wie **Bild 2c** für das beliebige Segment x zeigt.

Die oben beschriebene direkte (oder statische) Ansteuerung ist praktisch nur durchführbar bei einer überschaubaren Anzahl von Segmenten. Bei vielstelligen Anzeigen geht man über zur Multiplexsteuerung, auch dynamische Steuerung genannt¹⁾. **Bild 3a** zeigt wieder das Prinzip am Beispiel der Sieben-Segment-Anzeige mit Dezimalpunkt. Die „Backplane“ ist dreifach unterteilt mit den Anschlüssen B1, B2 und B3. Die Segmente werden gruppenweise an die Leitungen S1, S2 und S3 geschaltet. Das Segment e erreicht man also jetzt über die Leitungen B2 und S1. Es wird im Beispiel nur während eines Drittels der Periode T eingeschaltet, wenn die Spaltenleitung S1 jeweils das entgegengesetzte Potential (negativ) zur Reihenleitung B2 (positiv) erhält. So kommt man mit 6 Leitungen aus anstelle von 9 bei direkter Ansteuerung.

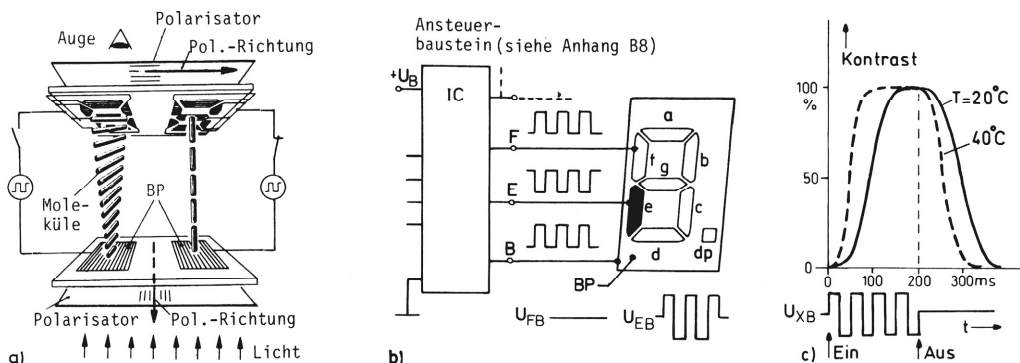
Besonders drastisch ist die Leitungersparnis bei Punkt-Matrix-Anzeigen mit sehr vielen Segmenten, hier Dot oder Pixel (picture element) genannt. Für 20000 Pixel genügen 100 Reihen- und 200 Spaltenleitungen im Gegensatz zu 20001 Leitungen bei direkter Steuerung. Um den Faktor 10 höher noch liegen die Zahlen beim LC-Bildschirm, wo heute Aktiv-Matrix-Steuerung angewendet wird (**Bild 3c**). Dabei werden die einzelnen Pixel über integrierte MOS-Transistoren, sog. Dünnschicht-Transistoren angesteuert.

¹⁾ Siehe dazu auch **Abschnitt 3.6**.

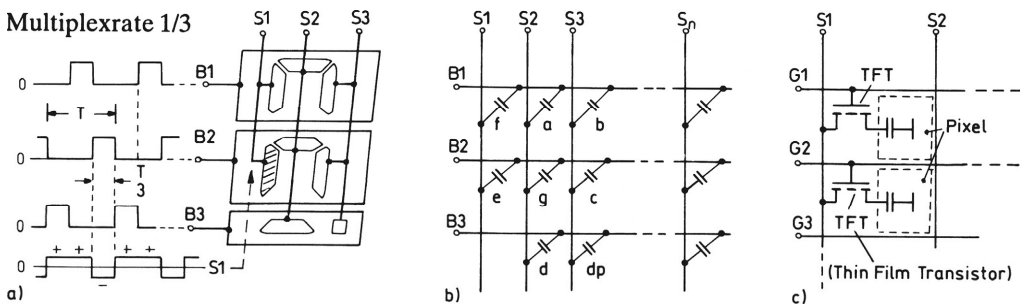
Literatur: [8–9], [8–10], [8–11], [8–12], [8–13]



• **Bild 1** Flüssigkristallanzeige (Grundlagen)
 a) Flüssigkristallzelle, b) Aufbau eines Displays, c) 7-Segment-Display



• **Bild 2** Feldeffekt-Drehzellen (TN-Zellen)*
 a) Aufbau und Wirkungsweise**, b) direkte Ansteuerung, c) Schaltverhalten



• **Bild 3** Multiplexsteuerung (Matrixsteuerung, dynamische Steuerung)
 a) Grundschemata, b) Matrixersatzbild, c) aktive Matrix (TFT-LCD) ***)

*) Erfunden von Schadt und Helfrich (1971).

**) Darstellung der „positiven“ Betriebsweise (Positiv-Mode). Durch eine Parallelausrichtung der Polarisatoren lässt sich die Schalterfunktion umkehren: Lichtdurchlass mit Spannung, Lichtsperrung ohne Spannung (negative Betriebsweise, Negativ-Mode).

***) Großflächig ausgebildete LCDs mit Aktiv-Matrix-Steuerung bilden die Grundlage moderner Fernsehbildschirme. Diese verdrängen mehr und mehr die Bildröhren und behaupten sich auch gegenüber konkurrierenden Plasma-Bildschirmen, bei denen die Pixel durch winzige Gasentladungen gebildet werden.