

Elektromagnetik

Ralph-Uwe Börner

Institut für Geophysik und Geoinformatik

Wintersemester 2023/2024

Veröffentlicht zu den Creative-Commons-Bedingungen
<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/3.0/de>



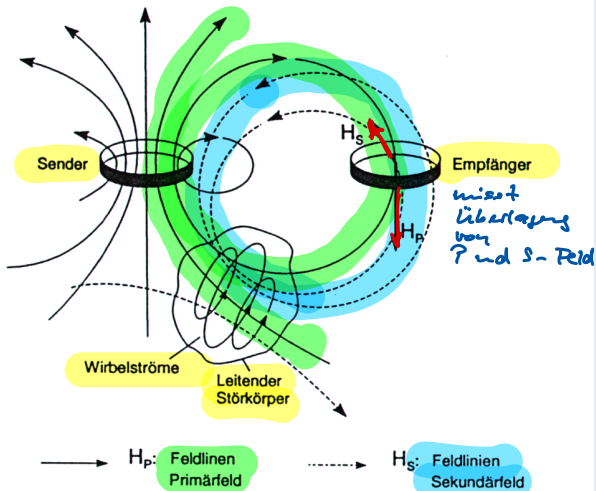
Zuletzt bearbeitet: **13. Dezember 2023**

- 1 Überblick
- 2 Petrophysikalische Grundlagen
- 3 Magnetotellurik
- 4 Elektromagnetische Kartierung
- 5 TEM

- Handbuch zur Erkundung von Deponien und Altlasten, Knödel et al. (Hrsg.), Springer Verlag
- EM Methods in Applied Geophysics, Vol. 2, Applications, M. Nabighian (Ed.), SEG

- Telford „Applied Geophysics“

Prinzip

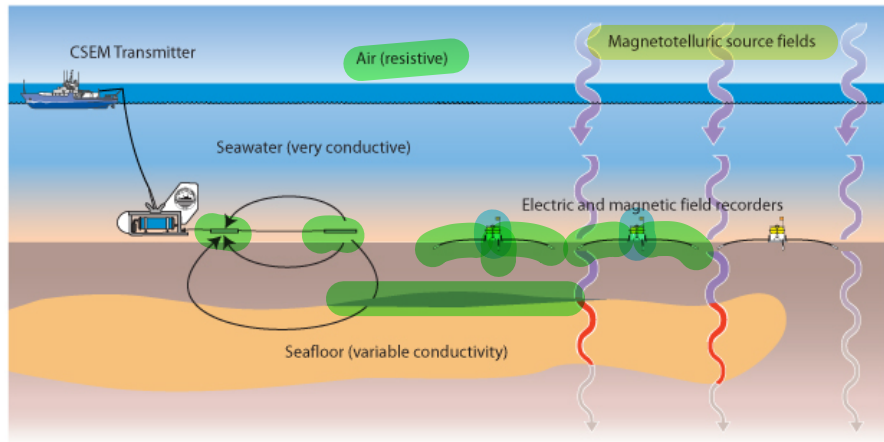


(nach Kitzler)

Prinzip

- Messung elektrischer und magnetischer Felder (Wechselfelder)
- Aussagen über räumliche Verteilung elektrischer (und magnetischer) Eigenschaften im Untergrund

Beispiele I



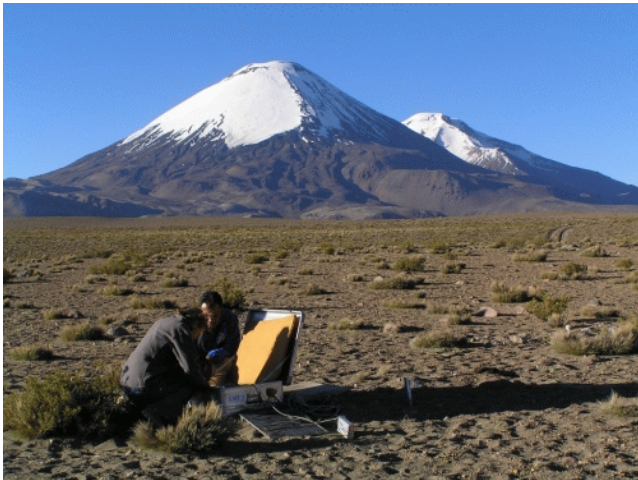
(Scripps)

Beispiele II



(BGR)

Beispiele III



(H. Brasse)

Skalenlängen

- 1 Kampfmittelsuche, UXO Metalldetektoren
 - 2 Archäologie GPR ground penetrating radar
 - 3 Hydrogeophysik Airborne EM (Dänemark)
 - 4 Störungszonen CSEM
 - 5 Lagerstätten (Erze, KW) CSEM, TEM, MT
 - 6 EM im kontinentalen Maßstab (Magnetotellurik) MT TD³key
- Clay
- ↓

Why choose EM at all?

Sensors	Resolving power				
	Distance	Fluid	Surface-to-surface	Borehole-to-surface	Borehole
Seismic	Excellent	Poor	Excellent	Excellent	OK (noise)
EM	OK	Excellent (Water to HC)	OK	Excellent	Excellent
Gravity	Poor	OK (Oil to gas)	Poor	Poor	Poor
Strongest Synergy	Seismic	EM, Seismic	Seismic, EM, Gravity	Seismic, EM	Seismic, EM, Gravity

(k. Strack)

Kontrast im Parameter Leitfähigkeit

- Traditionelle Aufgabe: Sulfiderze gegen Nebengestein abgrenzen
- σ : 25 Dekaden (Diamant - Kupfer)

Chaos

- Techniken
- Untersuchungsmethoden
- Applikationen
- Interpretation
- Produktbezeichnungen

Ordnung, Klassifikation

Jedes elektromagnetische Verfahren misst eine oder mehrere elektrische/magnetische Feldkomponenten, die von natürlichen oder technisch erzeugten Quellen elektromagnetischer Energie abgestrahlt werden.

Sender/Transmitter \mathcal{T}_x
Empfänger/Receiver \mathcal{K}_x

Zweckmäßige Einteilung der elektromagnetischen Verfahren

Sender	Empfänger			
	Elektroden	Elektroden und Spulen	Spulen (Erdoberfläche)	Spulen (Luft)
Geerdetes Kabel: Galvanisch	Widerstands- geoelektrik, IP	CSAMT	MMR	
Induktiv			LOTEM	
Spule: Langes Kabel, große Spule: Ebene Wellen:			Slingram, TEM, Bohrloch-EM TURAM, TEM, Bohrloch-EM	Aero-EM
Vertikale Antenne Natürliche elektromagnetische Felder	Tellurik	VLF-R MT	VLF	VLF

(aus Militäer)

Einteilung der EM-Verfahren

Tab. 5.1: Übersicht über die wichtigsten elektrischen und elektromagnetischen Verfahren in der geophysikalischen Deponieerkundung

Methode	Frequenz bzw. Zeitbereich	Anregung /Ankopplung	Empfänger / direkte Meßgrößen	Abgeleitete Meßgrößen
Eigenpotential	DC ¹	Natürliche Potentiale	Potentialsonden / Potentialdifferenzen	
Gleichstromgeoelektrik	DC, AC < 50 Hz	Elektroden /galvanisch	Potentialsonden / Potentialdifferenzen und Speisestromstärke	Scheinbarer spezifischer Widerstand
Mise-à-la-masse	DC	Eine der Elektroden auf gutleitender Struktur	Potentialsonden / Potentialdifferenzen Spulen / magnetisches Feld	Scheinbarer spezifischer Widerstand
Induzierte Polarisation (Complex Resistivity)	10 mHz – 10 kHz	Elektroden / galvanisch und induktiv	Potentialsonden / Potentialdifferenzen, Speisestromstärke, Phasenverschiebung zum Speisestrom	Aufladevermögen, Metallfaktor, frequenzabhängiger komplexer scheinbarer spezifischer Widerstand (Cole - Cole-Parameter)
Elektromagnetik Zweispulensysteme	100 Hz – 60 kHz	Sendespule / induktiv	Induktionsspule (einachsiger Magnetsensor) / magnetische Felder	Normiertes sekundäres Magnetfeld, Scheinleitfähigkeit
CSAMT	1 Hz – 10 kHz	1-2 geerdete elektrische Dipole/galvanisch und induktiv	Dreiachsiger Magnetfeldsensor und Potentialelektroden / magnetische und elektrische Felder	Scheinbarer spezifischer Widerstand, Impedanztensor, Induktionsvektor
VLF, VLF-R, LF, LF-R (RMT) ²	15 kHz – 1 MHz	Längst- und Mittelwellensender/induktiv	Spulen, Potentialsonden / magnetische und elektrische Felder	Magnetische und elektrische Übertragungsfunktionen, scheinbarer spezifischer Widerstand
TEM Transient-Elektromagnetik	5 µs - 5 ms nach Stromabschaltung	Spule / induktiv	Spule/Abklngkurven der induzierten Spannung	Scheinbarer spezifischer Widerstand
Radiowellen-Schattenmethode	15 kHz – 20 MHz	Antenne / induktiv, kapazitiv	Antenne / elektromagnetische Feldstärke, Phasenverschiebung	Normierte elektromagnetische Dämpfung, normierte Phasenverschiebung
Georadar	20 MHz - 1 GHz Impuls	Antenne / kapazitiv	Antenne / elektrische Feldstärke	Leitfähigkeit, dielektrische Konstante, Ausbreitungsgeschwindigkeit

¹ DC Abkürzung des englischen Begriffes Direct Current - Gleichstrom, AC Abkürzung von Alternating Current - Wechselstrom

² RMT Abkürzung für Radio-Magnetotellurik

aus: Handbuch zur Erkundung des Untergrundes von Deponien und Altlasten, Knödel et al. (Hrsg.), Springer Verlag

Einteilung nach Merkmalen der Felder

	$\nabla \times H$	$\nabla \times E$		
Wellenvorgänge	$j + \frac{\partial D}{\partial t}$	$-\frac{\partial B}{\partial t}$	GPR	HF-Methoden
Quasistationäre Vorgänge	j	$-\frac{\partial B}{\partial t}$	Slingram, TEM, MT	NF-Methoden
Stationäre Felder	j	0	Geoelektrik	DC
Statische Felder	0	0	-	

Messung

Ermittlung der *Übertragungsfunktion* des Systems Erde.

Da überwiegend linearer Zusammenhang zwischen \mathbf{j} und \mathbf{E} , gilt prinzipiell

$$\rho_s = |\mathbf{E}|/|\mathbf{j}| \text{ extrem vereinfacht!}$$

Beispiel: Widerstandsgeoelektrik für $f = 0$

Magnetotellurik:



Messung unter Verwendung von Wechselfeldern

Transmitter strahlt Wechselfeld ab und induziert sekundäre Stromsysteme (Wirbelströme) im leitfähigen Untergrund. Mit Receiver wird Überlagerung von primären und sekundären Magnetfeldern gemessen.

Zur Interpretation wird z.B. die Größe H/H_p herangezogen, welche von verschiedenen Faktoren abhängig ist:

- Frequenz
- Leitfähigkeit
- Geometrie

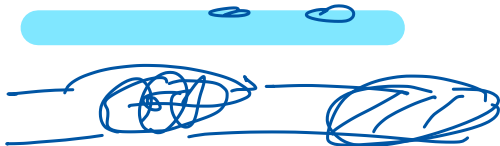
Zusammengefasst: Response-Parameter $\omega\mu\sigma L^2$

Überwiegend: Simple Strukturen

- Homogener Halbraum
- Geschichteter Halbraum
- Kugel, Zylinder

Aber:


Jede leitfähige Region antwortet mit eigenem Response-Parameter. Gesamtinduktion ist kompliziert wegen induktiver Kopplung. Auch sekundäre Magnetfeld induzieren Ströme.



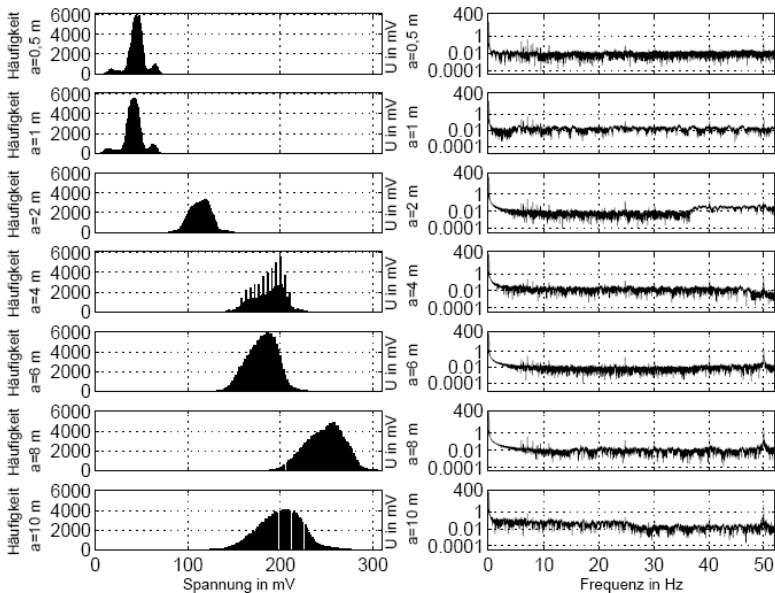
Methodische Fortschritte

- Gesamtstruktur wird berücksichtigt
- Numerische Methoden anwendbar *z.B. Inv.*
- Empfindlichkeit der Messinstrumente erhöht

Einflussfaktoren

- Geologisches Rauschen *vs. simple Rausche* 
- Elektromagnetisches Rauschen
- Verfügbarkeit von Interpretationswerkzeugen (Software)
- Erfahrung
- Nichtgeophysikalische Randbedingungen, z.B. Geländeform, Budget, Zeit etc.

Receiverrauschen



Vielfalt der Verfahren

- Unterschiedliche Array-Konfigurationen
- Unterschiedliche Primärsignale
- Techniken zur Abtrennung des Primärfeldes
- Zu interpretierende Messgröße

Unterschiede in Array-Konfiguration

- Induktive oder galvanische Ankopplung des Primärsignals
- Messung von \mathbf{E} oder \mathbf{B} ($\partial_t \mathbf{B}$)
- Sender fest oder beweglich
- Abstand zwischen Sender und Empfänger (MT, VLF)
- Sondierung, Profilierung

Unterschiede im Primärsignal

- Zeitharmonisch: $\mathbf{j}(\mathbf{r})e^{i\omega t}$
 - Monofrequent
 - Kontinuum
- Zeitbereich: $\mathbf{j}(\mathbf{r}, t)$
 - Impulsfolgen
 - Sprungfunktionsfolgen

Abtrennung des Primärfeldes

- Genauigkeit der Sekundärfeldbestimmung
- Messung bei Abwesenheit des Primärsignals (TEM)
- Messung von Feldverhältnis, z.B. B_z/B_h
- Kompensation

Zu interpretierende Messgröße

- Geometrische Beschreibung des Totalfeldes
- Impedanz
- Verhältnis von Sekundärfeld zu Primärfeld
- Felder
- Zeitableitung des Magnetfeldes (Spannung!)

Weitere Interpretationstechniken

- Ableitung der Störkörpergeometrie (Länge, Tiefe, Einfallen) aus räumlicher Charakteristik der Messgröße
- Ermittlung der elektrischen Leitfähigkeit aus Frequenz- oder Zeitverhalten des Signals

Modellierung

- Simulation der induzierten Felder über beliebigen LF-Strukturen
- Inversion

EM-Messungen sind

- begrenzt
- unvollständig
- fehlerbehaftet

Petrophysikalische Parameter

- Elektrische Leitfähigkeit σ
- Magnetische Permeabilität, Suszeptibilität μ
- Dielektrische Permittivität ϵ

Elektrische Leitfähigkeit

Verknüpfung von \mathbf{j} und \mathbf{E} durch Ohmsches Gesetz.

σ in S/m, i.A. symm. Tensor

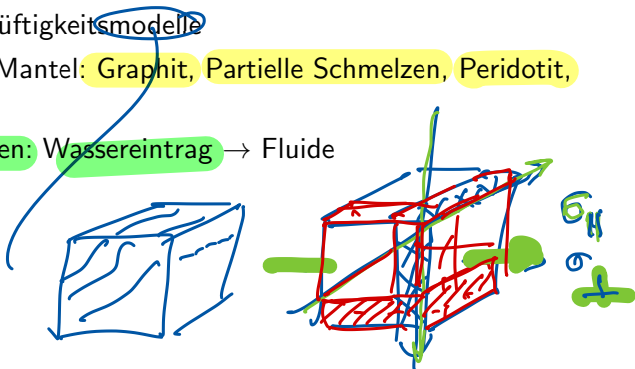
$$\sigma = \begin{pmatrix} \sigma_{xx} & \sigma_{xy} & \sigma_{xz} \\ \sigma_{yx} & \sigma_{yy} & \sigma_{yz} \\ \sigma_{zx} & \sigma_{zy} & \sigma_{zz} \end{pmatrix}$$

$\sigma_{xx} = \sigma_{yy} = \sigma_{zz}$, Nebendiagonalelemente = 0: isotrop

$\sigma_{xx} \neq \sigma_{yy} \neq \sigma_{zz}$: anisotrop

Angepasste Gesteinsmodelle für unterschiedliche Tiefenbereiche erforderlich:

- Sedimente: Archie-Gesetz, Mischungsgesetze für Mehrphasenfluide
- Festgesteine: Klüftigkeitsmodelle
- Untere Kruste, Mantel: Graphit, Partielle Schmelzen, Peridotit, Perovskit, ...
- Subduktionszonen: Wassereintrag \rightarrow Fluide



Various depth regions require appropriate rock conductivity models.

- Sedimentary rocks: Archie's law
- Hard rock: fracture models
- Lower crust, mantle: Graphite, partial melting, peridotite, perovskite, ...
- Subduction zones: Fluids

Archie-Gesetz (1942)

Verringerung der Leitfähigkeit eines Porenfluids bei Anwesenheit einer nichtleitenden Gesteinsmatrix:

$$\sigma_G = F\sigma_f, \quad F = a\Phi^n S^m \text{ Formationsfaktor}$$

σ_G : Gesteinsleitfähigkeit, bulk conductivity

Archie's law (1942)

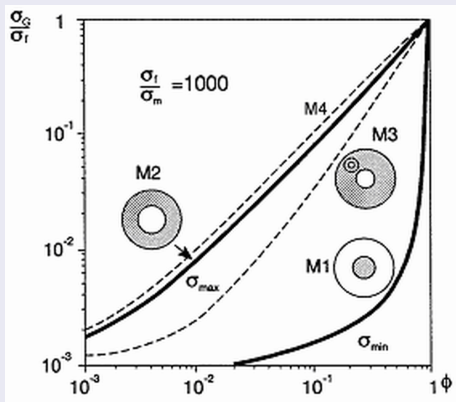
Decrease of electrical conductivity of a pore fluid in presence of a isolating matrix

$$\sigma_G = F\sigma_f, \quad F = a\Phi^n S^m \quad \text{formation factor}$$

σ_G : bulk conductivity

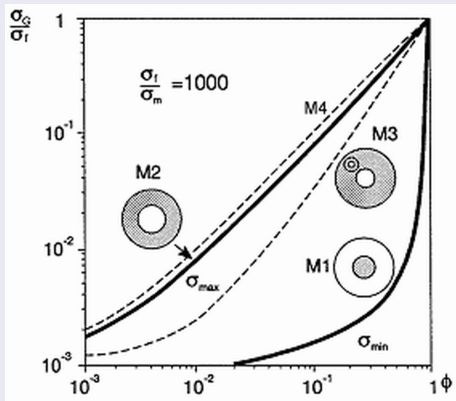
Connectivity

Kruste, Mantel: Effektive Gesteinsleitfähigkeit nach Hashin, Shtrikman und Sen:



Connectivity

Earth's crust, mantle: Effective rock conductivity model after Hashin, Shtrikman, and Sen:

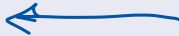


Hashin-Shtrikman-Modelle

Kugeln mit gleichen Anteilen von σ_f und σ_m wie Gesamtgestein.

M1: Untere Grenze σ_{min} (Kern gutleitend):

$$\sigma_{min} = \left(\frac{\Phi}{\sigma_f} + \frac{1 - \Phi}{\sigma_m} \right)^{-1}$$



M2: Obere Grenze σ_{max} (Kern schlechtleitend):

$$\sigma_{max} = \Phi \sigma_f + (1 - \Phi) \sigma_m$$

Für $\sigma_m \ll \sigma_f$ gilt

$$\sigma_{max} = \frac{2\Phi}{3 - \Phi} \sigma_f$$



Hashin-Shtrikman models

Spheres with equal fractions of σ_f und σ_m as in bulk rock.

M1: Lower bound σ_{min} (conducting core):

$$\sigma_{min} = \left(\frac{\Phi}{\sigma_f} + \frac{1 - \Phi}{\sigma_m} \right)^{-1}$$

M2: Upper bound σ_{max} (resistive core):

$$\sigma_{max} = \Phi\sigma_f + (1 - \Phi)\sigma_m$$

Für $\sigma_m \ll \sigma_f$ gilt

$$\sigma_{max} = \frac{2\Phi}{3 - \Phi}\sigma_f$$

Modell von Sen

M3: Selbstähnliches Gesteinsmodell (invariant gegenüber Skalenänderungen)

$$\frac{\sigma_G - \sigma_m}{\sigma_f - \sigma_m} \left(\frac{\sigma_f}{\sigma_G} \right)^{1/3} = \Phi$$

Für $\sigma_m \rightarrow 0$ gilt

$$\sigma_G = \Phi^{3/2} \sigma_f$$

Model of Sen

M3: Self-similar rock model (scale invariant)

$$\frac{\sigma_G - \sigma_m}{\sigma_f - \sigma_m} \left(\frac{\sigma_f}{\sigma_G} \right)^{1/3} = \Phi$$

If $\sigma_m \rightarrow 0$ there holds

$$\sigma_G = \Phi^{3/2} \sigma_f$$

Anisotropiemodell nach Sen

M4: Ellipsoide statt Kugeln

$$\frac{\sigma_G - \sigma_m}{\sigma_f - \sigma_m} \left(\frac{\sigma_f}{\sigma_G} \right)^N = \Phi$$

N: Entelektrisierung, Nadeln: $N \rightarrow 0$, Platten: $N \rightarrow 1$

prolate

oblate



Anisotropy model after Sen

M4: Ellipsoids as replacement of sphere

$$\frac{\sigma_G - \sigma_m}{\sigma_f - \sigma_m} \left(\frac{\sigma_f}{\sigma_G} \right)^N = \Phi$$

N: needle (prolate): $N \rightarrow 0$, plate (oblate): $N \rightarrow 1$

Elektr. Leitfähigkeit von Kohlenstoff

C: 4. Hauptgruppe → 4 Außenelektronen

Diamant Kubisch flächenzentriertes Gitter, keine schwach gebundenen Außenschalenelektronen → schlechter Leiter

Graphit C-Atome bilden in Schichten angeordnete Ringe, in denen jedes Atom 3 Nachbarn hat. Das überzählige Elektron kann mit überzähligem Elektron des Nachbaratoms schwache Resonanzbindung eingehen und leicht verschoben werden (Stromfluss).

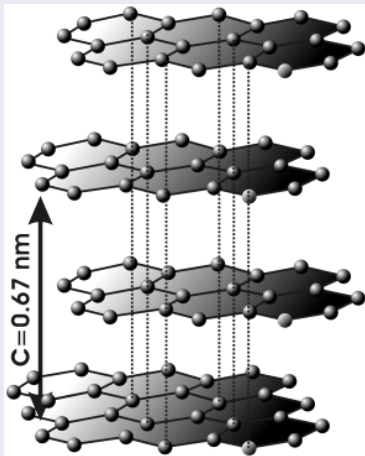
Electrical conductivity of graphite

Carbon: 4. Hauptgruppe → 4 Außenelektronen

Diamond Face-centered cubic crystal structure, no valence electrons

Graphite Atoms are arranged in hexagonal lattice, each carbon atom uses only 3 of its 4 outer energy level electrons in covalently bonding to three other carbon atoms in a plane. Each carbon atom contributes one electron to a delocalized system of electrons that is also a part of the chemical bonding. The delocalized electrons are free to move throughout the plane.

Graphit



Spielt i.A. untergeordnete Rolle in EM.

Ausnahme: Magnetischer Phasenübergang in Curie-Tiefe

$$\chi = \frac{C}{T - T_C}$$

Hypothese: Äußert sich z.B. in Magnetotellurik (Kiss, Szarka, Pracser; GRL 2005)

of little importance in EM methods

Exception: Magnetic Phase transition at Curie depth

$$\chi = \frac{C}{T - T_C}$$

Hypothesis: May lead to mis-interpretation of magnetotelluric measurements (Kiss, Szarka, Pracser; GRL 2005)

Dielekt. Permittivität

$$R_x \frac{\sigma \text{ oder } \sigma_k}{\epsilon_0 \epsilon_r}$$

Spielt bei niedrigen Frequenzen untergeordnete Rolle.

Wichtig bei niedriger Leitfähigkeit und/oder hohen Frequenzen.

Anwendung: Georadar

$$c_0 = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon}}, \quad c(\epsilon)!$$

$$\underline{\epsilon} = (\sigma + i\omega\epsilon) \quad 0,3 \frac{\text{m}}{\text{us}} = c_0$$

komplexe Leitfähigkeit

Can be neglected when frequencies are sufficiently low.

Important only when conductivity is low (air!) and/or frequencies are high (GPR, radio frequencies).

Anwendung: GPR, RMT

Separate Betrachtung der elektrischen, dielektrischen und magnetischen Eigenschaften ungünstig. Besser:

Wellenzahl

Alle Gesteinseigenschaften und Frequenz werden in einem Term berücksichtigt:

$$k^2 = -i\omega\mu(\sigma + i\omega\varepsilon).$$

Feldgleichung

$$\begin{aligned} E_x &= E_x^0 e^{-ikz} \\ &= E_x^0 e^{-(\kappa_R + i\kappa_I)z}, \quad ik = \kappa_R + i\kappa_I \end{aligned}$$

Separate analysis of electrical, magnetic, and dielectric properties not appropriate. Better solution:

Wave number

All electrical rock properties, and frequency are combined in one term:

$$k^2 = -i\omega\mu(\sigma + i\omega\varepsilon).$$

Field equation

$$\begin{aligned} E_x &= E_x^0 e^{-ikz} \\ &= E_x^0 e^{-(\kappa_R + i\kappa_I)z}, \quad ik = \kappa_R + i\kappa_I \end{aligned}$$

Diffusion

κ_R : Dämpfung als Funktion von z führt auf Skintiefe mit $\tau = 1/\kappa_R$

κ_I : Harmonische Amplitudenänderung mit z führt auf Wellenlänge
 $\lambda = 2\pi/\kappa_I$

Wave diffusion

κ_R : Decay with depth z yields skin depth $\tau = 1/\kappa_R$

κ_I : Harmonic amplitude modulation with z leads to wave-length
 $\lambda = 2\pi/\kappa_I$

Wellenzahl

$$k = k(\sigma, \omega, \mu, \epsilon)$$

Frequenz ist Design-Parameter:

ω klein

$$k^2 = -i\omega\mu\sigma$$

$$k = \left(\frac{\omega\mu\sigma}{2}\right)^{1/2} - i\left(\frac{\omega\mu\sigma}{2}\right)^{1/2}$$

ω groß

$$k^2 \approx \omega^2\mu\epsilon$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\omega(\mu\epsilon)^{1/2}}$$

Verhältnis Leitungs- zu Verschiebungsstromdichte: Verlustfaktor $\omega/\mu\epsilon$

Wavenumber

$$k = k(\sigma, \omega, \mu, \varepsilon)$$

Frequency acts as design-parameter:

ω small:

$$k^2 = -i\omega\mu\sigma$$

$$k = \left(\frac{\omega\mu\sigma}{2}\right)^{1/2} - i\left(\frac{\omega\mu\sigma}{2}\right)^{1/2}$$

ω large:

$$k^2 \approx \omega^2\mu\varepsilon$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\omega(\mu\varepsilon)^{1/2}}$$

ratio between induced to displacement currents: loss $\omega/\mu\varepsilon$

Frequenzabhängigkeit

$\sigma(\omega), \mu(\omega), \varepsilon(\omega)$

IP-Effekte, Polarisationserscheinungen

Frequency dependence

$\sigma(\omega), \mu(\omega), \varepsilon(\omega)$

IP effects, polarization

- ① History
- ② Basic concept
- ③ Theoretical foundation
- ④ Interpretation
- ⑤ Examples

History I

MT: Magnetotellurics, lat. "tellus", Earth.

MT measures natural electrical ("telluric currents") and magnetic fields over wide range of frequencies (1/10,000 to 10,000 Hz)

Introduced by:

A. N. Tikhonov (1950): "On determining electrical characteristics of the deep layers of the earth's crust", Dokl. Akad. Nauk S.S.S.R. 73, 295

L. Cagniard (1953): "Basic theory of the magneto-telluric method of geophysical prospecting", Geophysics, 18, 605-635

First instruments in 1950's by USSR: Analog registration onto film.

Discovery of Urengoi gas field!

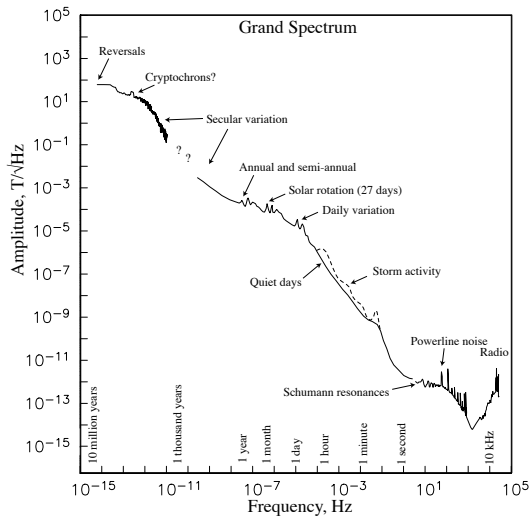
Originally mainly used for academic research, the MT method was used successfully for the mapping of geothermal reservoirs starting in the early 1980s and became standard for this application. In recent years magnetotellurics has also become increasingly popular in oil and mineral exploration.

Source of energy: Natural variations of the Earth's magnetic field caused by (a) electrical currents in the ionosphere and magnetosphere, (b) worldwide tropical thunderstorm activity. Broad range of variations: (a) from > 10000 sec period up to some Hertz, (b) from some Hertz up to some 10 kHz

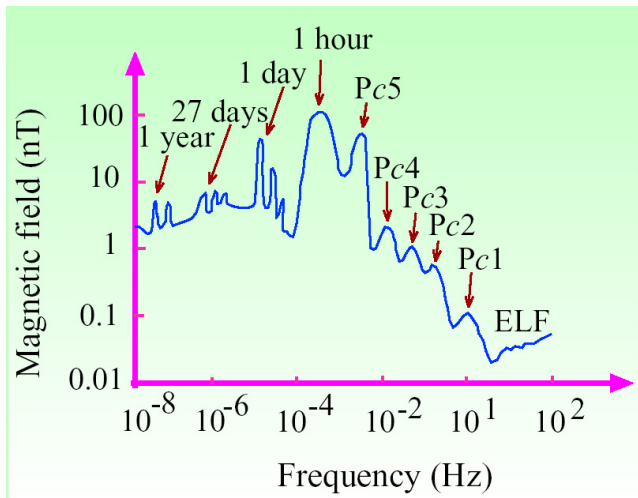
Caused by: EM wave and particle radiation (solar wind) triggered by solar activity, interaction with magnetosphere, ionosphere. Formation of natural electrical current systems associated with magnetic fields.

(cf. Lecture on Physics of the Atmosphere (MSc))

Geomagnetic spectrum I



Geomagnetic spectrum II



Classification of variations and pulsations

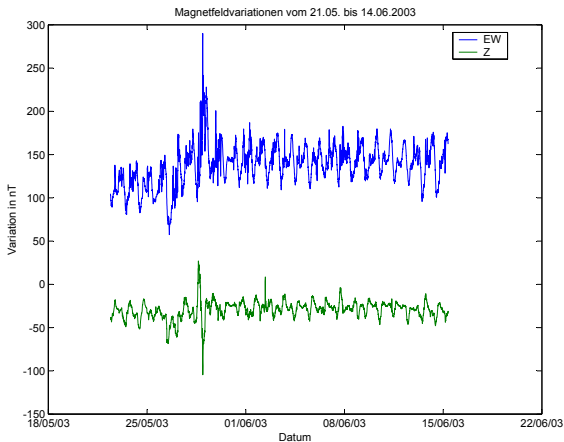
Periode		Aktivität	Feldverteilung							
> 10Min	Variationen	an ruhigen Tagen	S_q (<u>s</u> olar <u>q</u> uiet) EEJ (<u>e</u> quator. <u>e</u> lectrojet) sfe (<u>s</u> olar <u>f</u> lare <u>e</u> ffect) L (<u>l</u> unar)							
		an gestörten Tagen D (<u>d</u> isturbed)	D_{st} (<u>z</u> onale <u>S</u> turm- <u>z</u> eit- <u>V</u> ariation) } DCF DR DS (<u>n</u> ichtzonale Variation)							
600 s	<table border="1"> <tr><td>pc5</td><td rowspan="2">pi 2</td></tr> <tr><td>pc4</td></tr> <tr><td>pc3</td><td rowspan="3">pi 1</td></tr> <tr><td>pc2</td></tr> <tr><td>pc1</td></tr> </table>	pc5	pi 2	pc4	pc3	pi 1	pc2	pc1	Pulsationen	
pc5		pi 2								
pc4										
pc3		pi 1								
pc2										
pc1										
150										
45										
10										
5										
1										
0,2	Radiowellen									

Erdmagnetisches Außenfeld

Einteilung

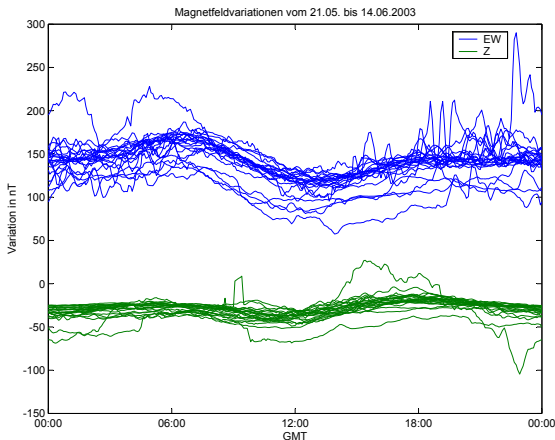
(Kertz: Einführung in die Geophysik, Bd. II)

Magnetograms



Underground geomagnetic observatory at shaft Reiche Zeche, Freiberg

Diurnal variations



Caused by Sq-(solar quiet) system of electric currents in ionosphere

Registration in the field I

Time series of field components

- $\mathbf{e}(t)$: $e_x(t), e_y(t)$
- $\mathbf{b}(t)$: $b_x(t), b_y(t), b_z(t)$
- $\partial_t \mathbf{b}$ (Induction coil) or $\mathbf{b}(t)$ (Magnetometer)

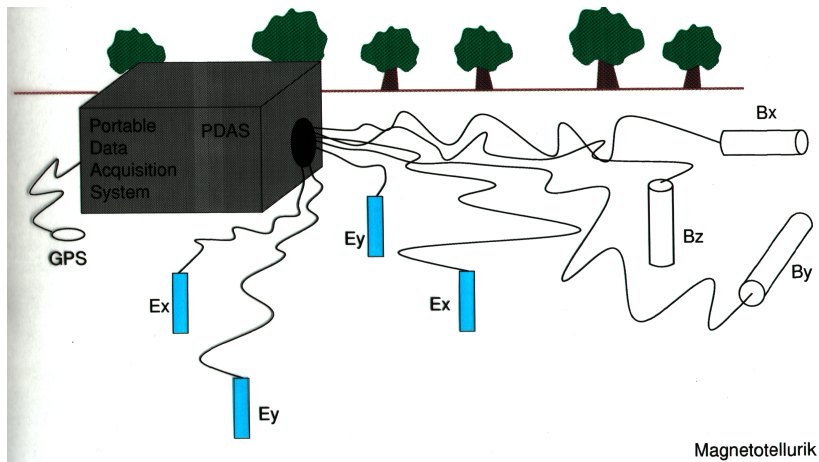
Registration using data loggers (sampling interval, ADU, ...)

Example: MT with 5 channels, 4 byte data, sampling interval 25 msec yields 66 MiB raw data each day

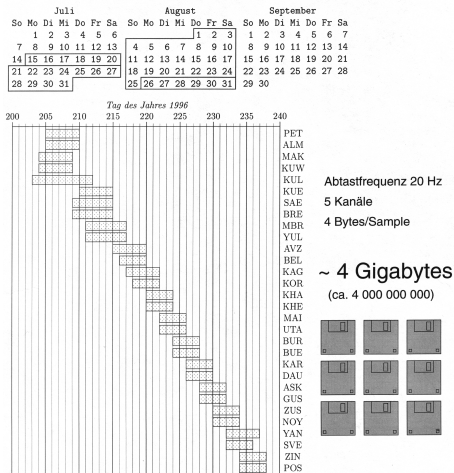
Processing: $\mathbf{e}(t) \rightarrow \mathbf{E}(\omega)$, $\partial_t \mathbf{b}(t) \rightarrow i\omega \mathbf{B}(\omega)$ (data reduction!!)

Goal: Forming of impedance Z , sounding curves, magnetic transfer function (induction arrows)

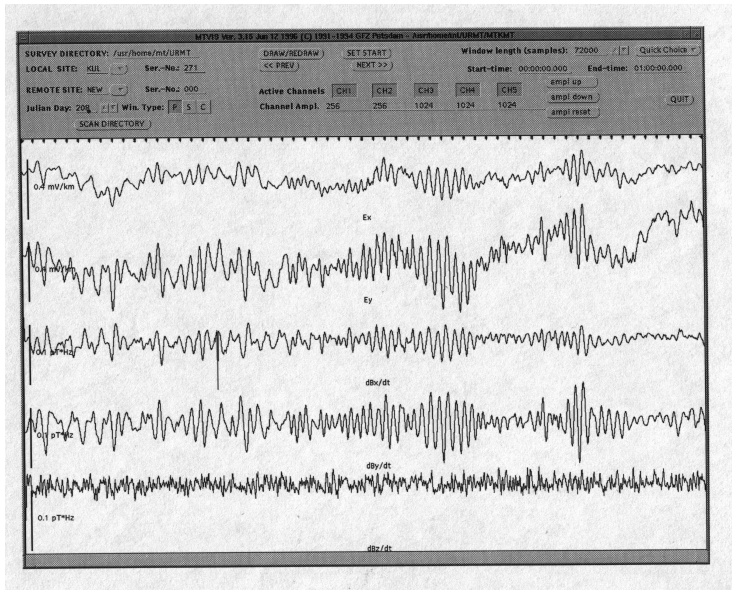
Station setup



Schedule of an MT experiment



Time series



Theoretical background

- Motivation
- Maxwell's equations
- Helmholtz equation
- Planes waves
- Quasistatic assumption
- Impedance

Geophysical data: How it really works I

$$\mathbf{r} = (x, y, z)^\top, \mathbf{R} = (x, y, 0)^\top$$

Describe electrical properties of Earth by $m(\mathbf{r})$. There are two types of geophysical data:

- 1 stationary data
- 2 parameter-dependent data (e.g., time, frequency, spacing).

Stationary data taken as $d = d(\mathbf{R})$, and have a non-unique interpretation. There is an infinite number of $m(\mathbf{r})$ which may explain the data.

Parameter-dependent data allow for (restricted) unique interpretation. We may obtain one parameter distribution $m(\mathbf{r})$ which will explain the data $d = d(\mathbf{R}, p)$, where p is a parameter, such as time, spacing, frequency.

Geophysical data: How it really works II

Measurement at one station: $d = d(p)$ yields vertical sounding for $m = m(z)$.

Measurement at profile $d = d(\mathbf{R}, p)$ yields structural sounding and hence $m = \bar{m}(z) + \Delta m(\mathbf{r})$. $\bar{m}(z)$ is a global or regional mean parameter distribution. $d(\mathbf{R}, p)$ depends on $m(\mathbf{r})$ in a non-linear form:

The anomalies $\Delta d(\mathbf{R}, p) = d(\mathbf{R}, p) - \bar{d}(p)$ depend on both $\Delta m(\mathbf{r})$ and $\bar{m}(z)$.

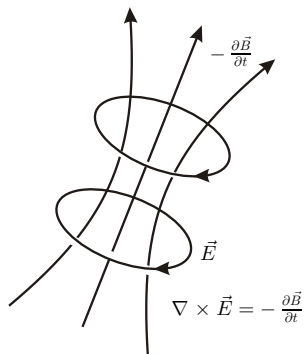
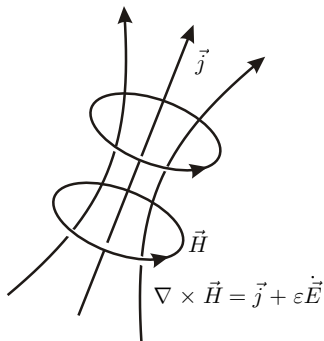
For small $\Delta m(\mathbf{r}) \ll \bar{m}(z)$ we can approximate structure by setting $m = \bar{m} + \Delta m$.

When electrical conductivity shows substantial lateral variations, then a one-dimensional interpretation $m(z)$ is not adequate. 2-D or 3-D modelling is required.

Maxwell's equations I

$$\nabla \times \mathbf{h} = \mathbf{j} + \frac{\partial \mathbf{d}}{\partial t} \quad (+\mathbf{j}^e) \quad (1)$$

$$\nabla \times \mathbf{e} = -\frac{\partial \mathbf{b}}{\partial t}, \quad (2)$$



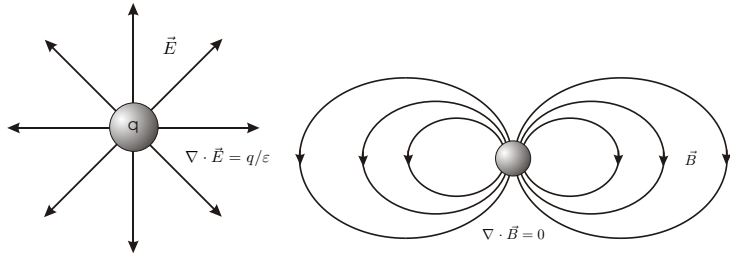
Maxwell's equations II

and

$$\nabla \cdot \mathbf{b} = 0 \quad (3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{e} = q/\varepsilon \quad (4)$$

with $q = q(\mathbf{r})$ as volume charge density. All fields depend on \mathbf{r} and t .



Telegraph equation I

With *constitutive equations* and *Ohm's law*

$$\mathbf{b} = \mu(\mathbf{r})\mathbf{h} \quad (5)$$

$$\mathbf{d} = \varepsilon(\mathbf{r})\mathbf{e} \quad (6)$$

$$\mathbf{j} = \sigma(\mathbf{r})\mathbf{e} \quad (7)$$

follows

$$\nabla \times \mathbf{e} = -\mu \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial t}, \quad (8)$$

and, after eliminating \mathbf{h} using

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{e} = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{e}) - \nabla^2 \mathbf{e}$$

finally

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{e} = -\nabla \times \left(\mu \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial t} \right) = -\mu \sigma \frac{\partial \mathbf{e}}{\partial t} - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{e}}{\partial t^2} = -\nabla^2 \mathbf{e}. \quad (9)$$

Telegraph equation II

The *telegraph equation* for any field \mathbf{f}

$$\nabla^2 \mathbf{f} = \mu\sigma \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial t} + \mu\epsilon \frac{\partial^2 \mathbf{f}}{\partial t^2}, \quad (10)$$

describes the propagation of an EM wave in a lossy (conductive) medium. Fourier transform w.r.t. time ($\mathbf{f}(t) \rightarrow \mathbf{F}(\omega)$) eliminates $\frac{\partial}{\partial t}$. With time dependency $\mathbf{F} \sim e^{i\omega t}$ and angular frequency $\omega = 2\pi f$ follows

$$\left(\frac{\partial^2 \mathbf{F}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \mathbf{F}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \mathbf{F}}{\partial z^2} \right) = i\omega\mu\sigma \mathbf{F} - \omega^2 \mu\epsilon \mathbf{F}.$$

Consider a spatial variation of the form $\mathbf{F} \sim \cos \nu x$ (i.e. $\frac{\partial}{\partial y} \mathbf{F} \rightarrow 0$)

Follows *equation of EM induction*

$$-\nu^2 \mathbf{F} + \frac{\partial^2 \mathbf{F}}{\partial z^2} = i\omega\mu\sigma \mathbf{F} - \omega^2 \mu\epsilon \mathbf{F},$$

and the *Helmholtz equation*

$$\frac{\partial^2 \mathbf{F}}{\partial z^2} = \gamma^2 \mathbf{F} \quad (11)$$

with $\gamma^2 = \nu^2 + i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\varepsilon = \nu^2 + k^2 - \kappa^2$ as complex propagation constant.

Discussion I

We recognize:

$k = 0, \kappa = 0$: Spatial attenuation solely due to horizontal inhomogeneity of the variation. For $\nu = 0$ we talk about *plane waves*.

$\nu = 0, k = 0$: Pure wave propagation without attenuation described by κ . The wavelength is $\lambda_0 = 2\pi/\kappa = 2\pi/[\omega(\mu\varepsilon)^{1/2}] = c_0/f$.

$\nu = 0, \kappa = 0$: For purely *diffusive* fields the Helmholtz equation reads

$$\frac{\partial^2 \mathbf{F}}{\partial z^2} + k^2 \mathbf{F} = 0$$

with the complex wavenumber

$$k = \pm \sqrt{-i\omega\mu\sigma},$$

or alternatively

$$k = \sqrt{-i}\sqrt{\omega\mu\sigma} = (1 - i)\sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}}.$$

Solution $\mathbf{F}(z)$ depends on σ and ω . Solution has form

$$\mathbf{F}(z) = \mathbf{F}_0 e^{-kz} + \mathbf{F}_1 e^{+kz}. \quad (12)$$

\mathbf{F}_0 and \mathbf{F}_1 may be understood as fields at the Earth's surface. Since k is complex, the attenuation with depth is non-trivial. We split the exponentials into real and imaginary parts:

$$e^{kz} = e^{gz} e^{igz} \quad \text{and} \quad e^{-kz} = e^{-gz} e^{-igz}$$

with

$$g = \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}}$$

and immediately see that exponential with imaginary exponent has modulus of 1. Hence

$$\left| e^{kz} \right| = e^{\Re kz} = e^{gz}.$$

We force that $\mathbf{F} \rightarrow 0$ for $z \rightarrow \infty$ which requires $\mathbf{F}_1 = 0$ in the homogeneous case.

The term e^{-kz} describes a wave travelling in positive z -direction experiencing an exponential attenuation.

Elektromagnetische Kartierung

- Nachweis und Verfolgung lateraler Inhomogenitäten
- Profile etwa senkrecht zum Streichen, besser: quadratisches Netz
- Nutzung fester oder beweglicher Quellen

VLF-Methode

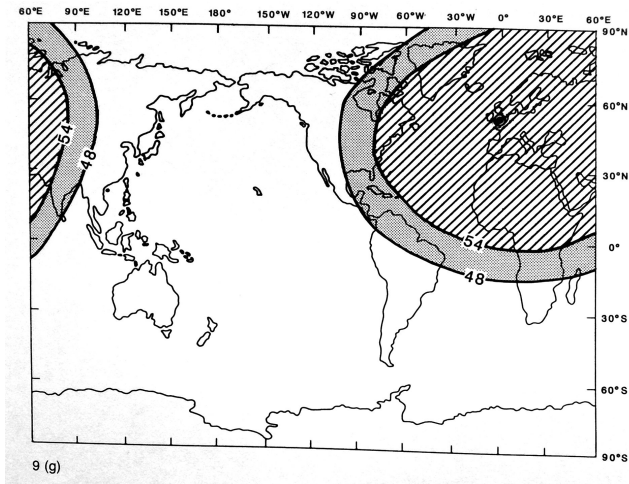
- Längstwellensender 15-30 kHz
- U-Boot-Navigation
- Störungzonenenerkundung
- GW

Methodik

- Keine eigene Energieanregung erforderlich
- Ausnutzung von ortsfesten Sendern mit hoher Sendeleistung (MW)
- Weltweiter Empfang
- 25 Sender bekannt, unterschiedliche Qualität
- Frequenztafel www.abem.se

Standort	Frequenz in kHz
Rhauderfehn (D)	23.4
Rosnay (F)	18.3
	20.9
	21.7
Skelton (GB)	22.1
Tavolara (I)	20.27
Anthorn (GB)	19.6

Sender Rugby (GB)



Signalfeldstärke E_z in dB $> 1 \mu\text{V}/\text{m}$ (0.5 bzw. 0.25 mV/m)

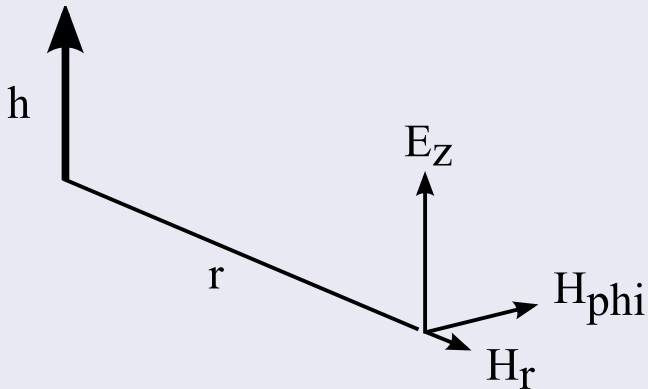
Sender

- Vertikaler elektrischer Dipol
- Ausbreitung zwischen Ionosphäre und Erde
- Geführte Welle, Raumwelle
- Fernzone: Im Messgebiet homogene Anregung
- Ebene Wellen, MT (vgl. Induktionspfeile)

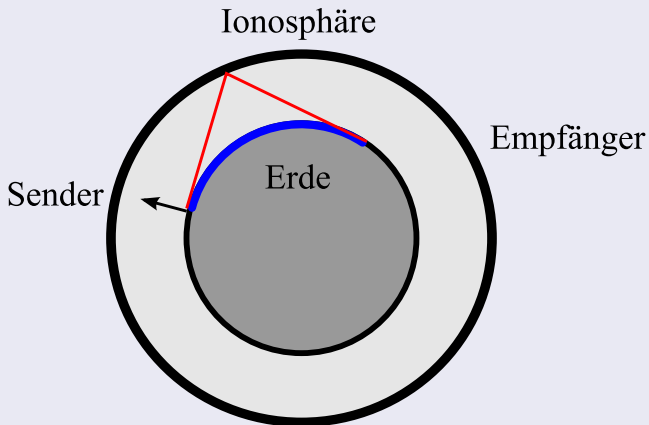
Senderleistung:

$$P = 7 \cdot 10^{-13} V^2 C^2 h_e^2 f^4$$

Für $P=1$ MW $V=100$ kV nötig bei $C=0.2\mu\text{F}$, $h_e=150$ m



Ausbreitung



Induktionsmechanismus

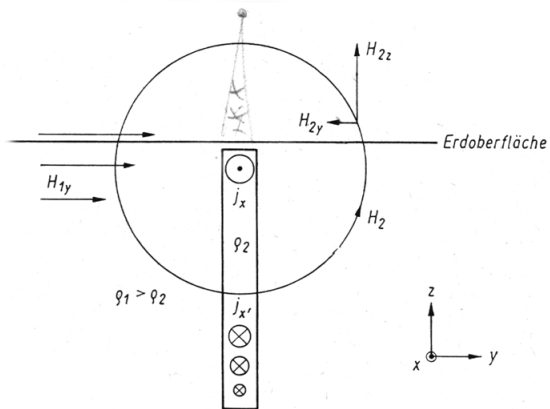
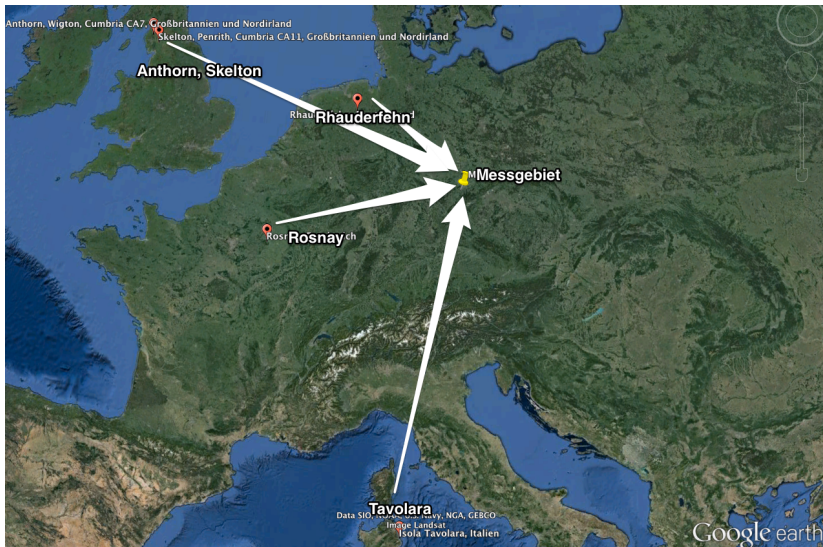


Abb. 1.83. Die Wirkung des horizontalen magnetischen Normalfeldes eines VLF-Senders auf eine gutleitende vertikale Platte im Untergrund



Zusammenfassung Anomalienbilder

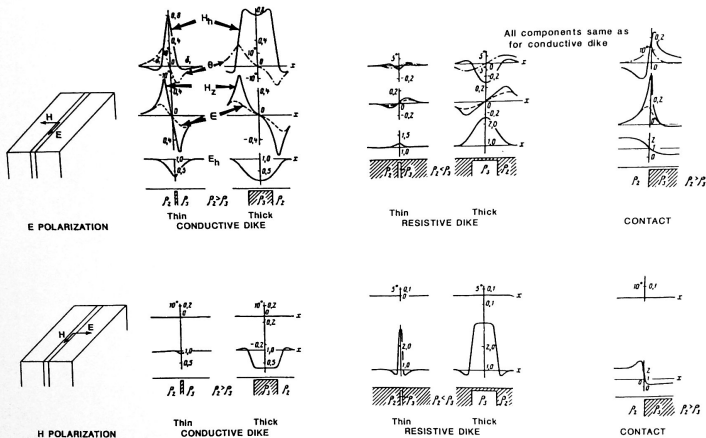
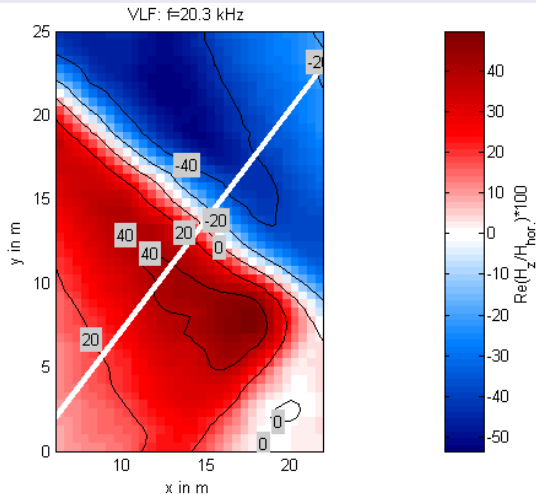


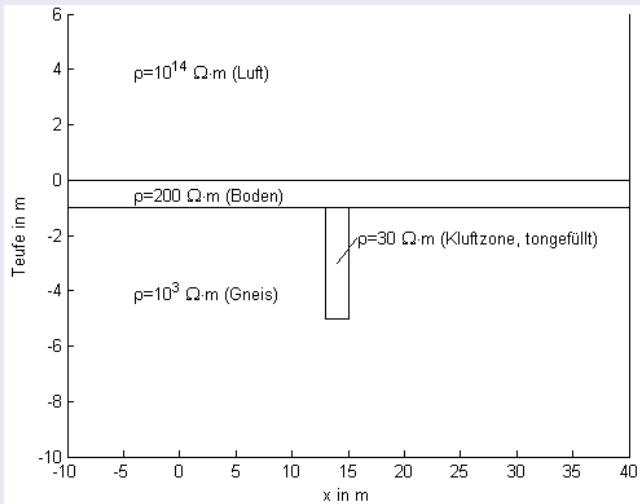
Fig. 94. Summary diagram of responses (after Encyclopedia of Geophysics, USSR, 1980). H_n = amplitude horizontal magnetic field, H_z = vertical (inphase) magnetic field, E_n = amplitude horizontal electric field, θ = tilt angle of polarization ellipse, ϵ = ellipticity of polarization ellipse.

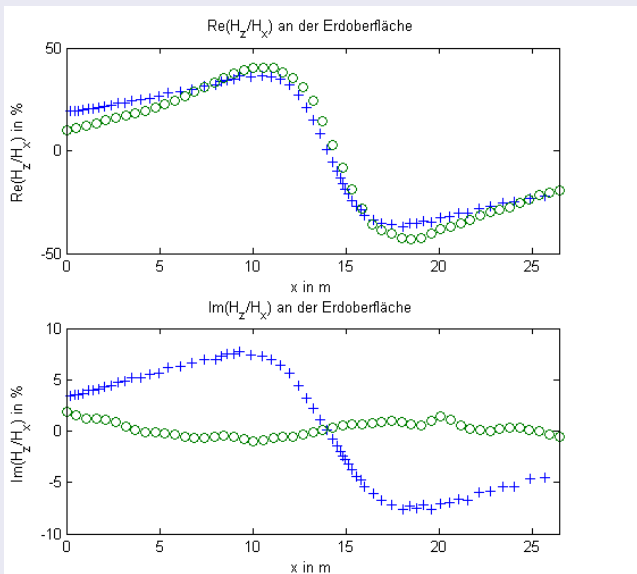
Beispiel: Störungszonenerkundung



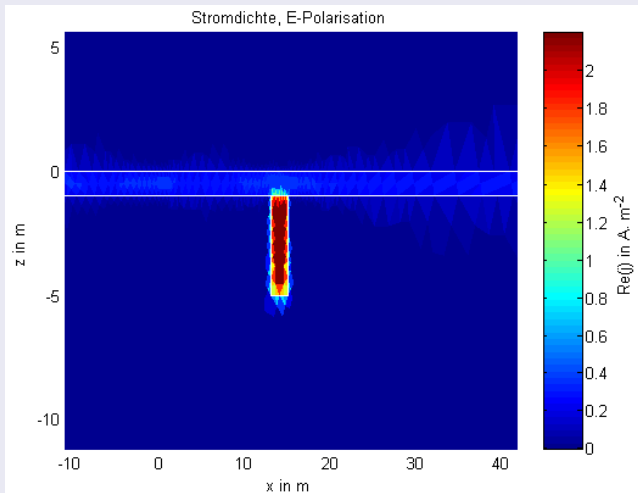
Günstige Azimutrichtung des Senders Tavolara (I)

2D-Modell

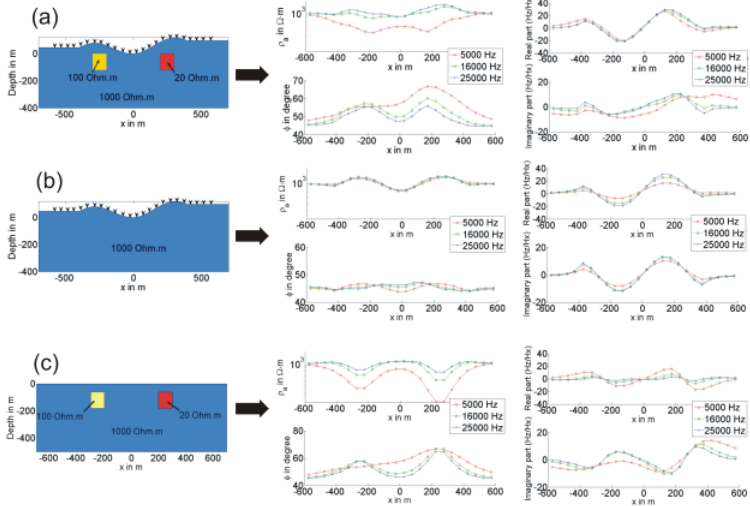




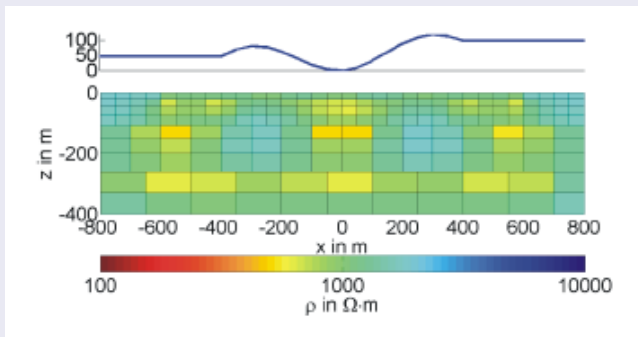
Stromdichteverteilung



Topographie-Effekt

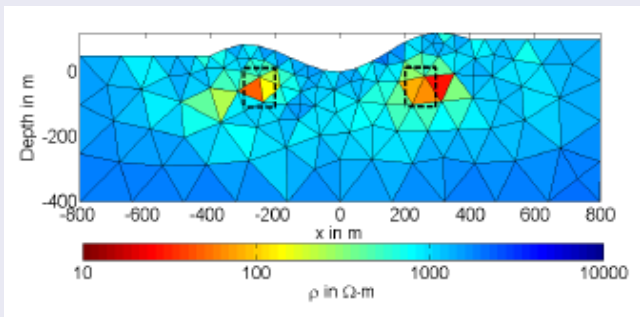


Topographie



2-D-Inversionsergebnis für hom. Halbraum + Topographie (b)!

Topographie



2-D-inversionsergebnis Blockmodell, Top. berücksichtigt (a).

TURAM (Hedström 1937)

- Anregung durch horizontales Kabel, ca. 400 bis 4000 Meter lang
- Starkes Primärfeld
- Profilverlauf senkrecht dazu
- Messung der magnetischen Vertikalkomponente durch zwei identische Messspulen im Abstand a von 20-50 Metern in Profilirichtung

Messgrößen

- Amplitudenverhältnis des resultierenden Vertikalfeldes B_{z_1}/B_{z_2}
- Phasendifferenz der Vertikalkomponenten bzgl. des Primärfeldes
 $(\alpha_2 - \alpha_1)/a = \Delta\alpha/a$ (Gradient)

Reduced Ratio

Das gemessene Amplitudenverhältnis wird dividiert durch das normale Amplitudenverhältnis des Primärfeldes an beiden Spulen:

$$\frac{B_{z_1}/B_{z_2}}{B_{z_1}^0/B_{z_2}^0} = \frac{B_{z_1} \cdot B_{z_2}^0}{B_{z_2} \cdot B_{z_1}^0} = \text{R.R.}$$

Vakuumnormalfeld langes Kabel:

$$B_z^0 = \frac{\mu I}{2\pi r}$$

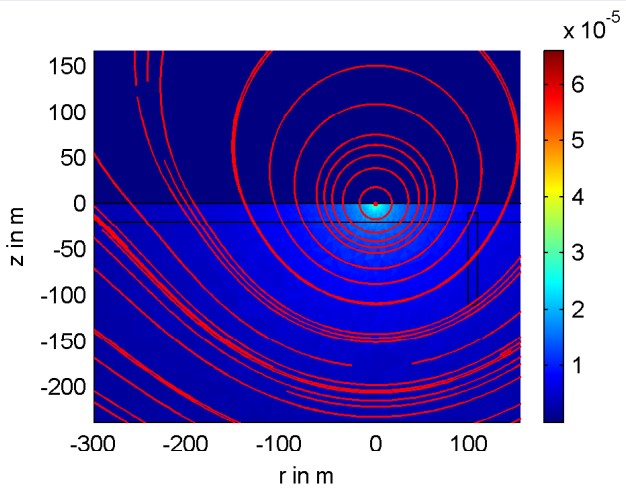
Normalfeld langes Kabel

Das vertikale Magnetfeld über einem homogenen Halbraum beträgt

$$B_z = \frac{\mu I}{\pi k^2 y^3} (2ikyK_1(iky) - k^2 y^2 K_0(iky) - 2)$$

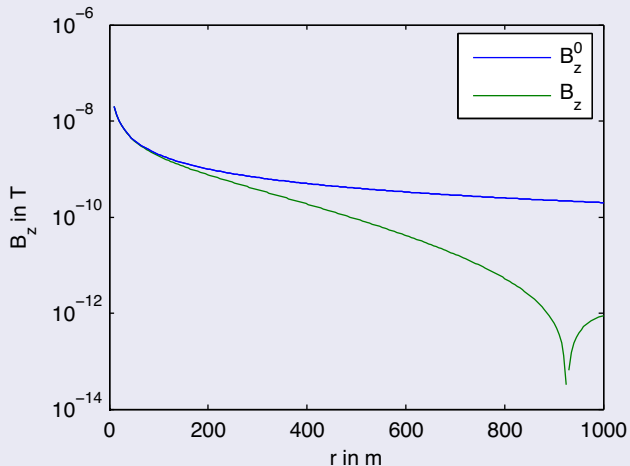
$K_0(\cdot)$, $K_1(\cdot)$: Modifizierte Besselfunktionen, $k^2 = -i\omega\mu\sigma$

Halbraumresponse



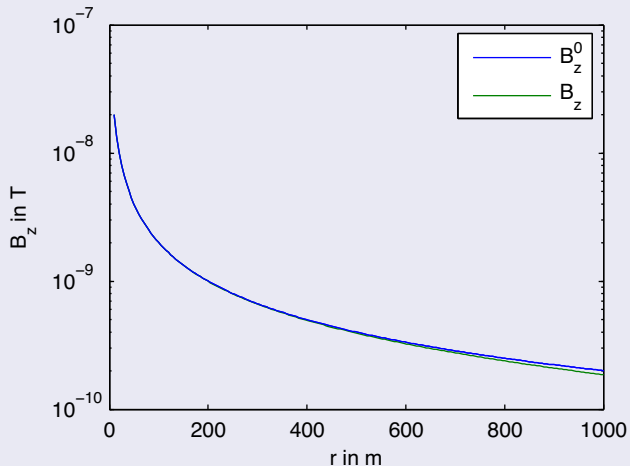
Stromdichte in A/m^2 , Magnetfeld ($f=500$ Hz)

B_z an Erdoberfläche

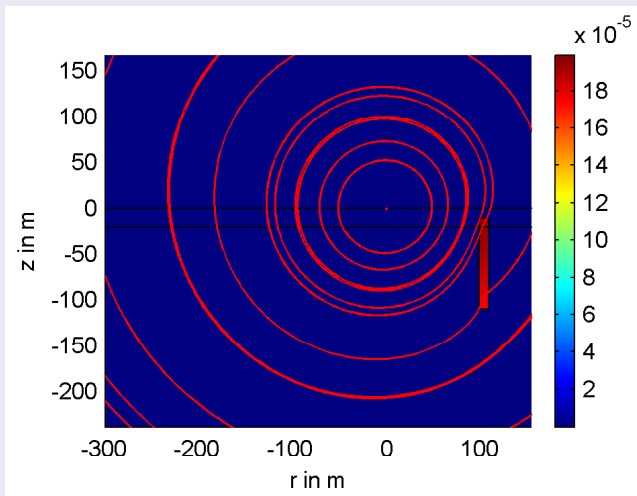


Homogener Halbraum $\sigma = 0.01$ S/m.

B_z an Erdoberfläche

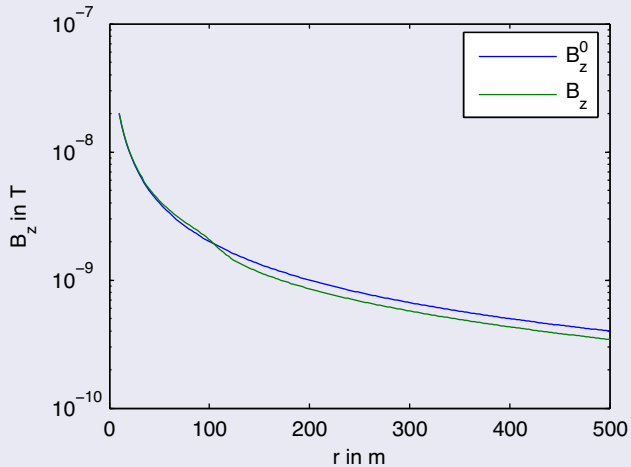


Homogener Halbraum $\sigma = 0.0001 \text{ S/m}$.



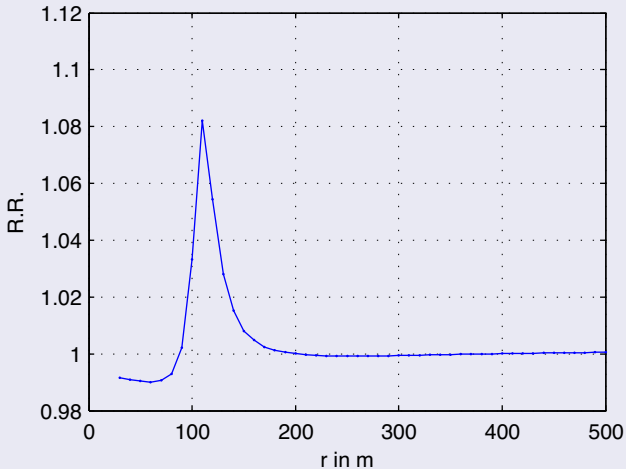
Dike mit $\sigma = 0.1 \text{ S/m}$, Hintergrund 0.0001 S/m .

Response



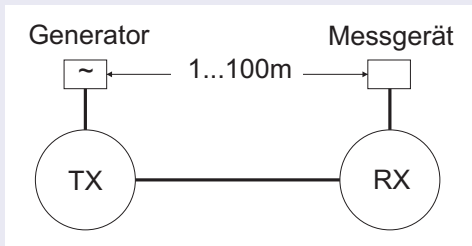
Response für $z = 0$

Reduced Ratio



Reduced Ratio: Dike mit $\sigma = 0.1 \text{ S/m}$, Hintergrund 0.0001 S/m .

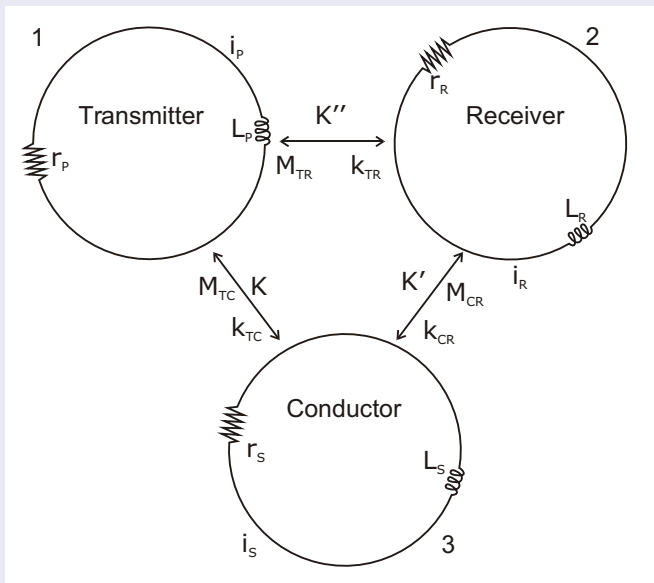
Zweispulensysteme: Methodik



z.B. Slingram, MaxMin, EM-34, EM-38, EM-31

Vereinfachtes Modell zum Verständnis

- Induktion in einer elektrisch leitfähigen Drahtschleife
- Beschreibung der Felder (primär, sekundär) in Empfängerspule in Abhängigkeit von Frequenz, Leitfähigkeit etc.
- Real- und Imaginärteil des Sekundärfeldes
- Oft werden normierte Größen verwendet, z.B. $B_z(\mathbf{r})/B_z^0(\mathbf{r})$



Primäres Magnetfeld in C

Das primäre magnetische Feld in einem Punkt in der Nähe der Leiterschleife (Spule 3) ist abhängig vom Strom i_P in der Sendespule:

$$H_p = Ki_P = Kl \sin \omega t$$

Der Koeffizient K ist von der Geometrie, der Spulenfläche, der Windungszahl der Senderspule sowie von der Feldausbreitung abhängig.

Induzierte Spannung

Das primäre Magnetfeld induziert in der Spule 3 eine Spannung, die durch

$$\begin{aligned}e_s &= -M \frac{di_p}{dt} = -\omega MI \cos \omega t \\ &= \omega MI_p \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \\ &= \frac{-j\omega MH_p}{K}\end{aligned}$$

angegeben werden kann. Der Koeffizient $M = M_{TC}$ ist die *Gegeninduktivität* der Spulen 1 und 3. Die induzierte Spannung ist gegenüber dem Primärfeld um $-\pi/2$ bzw. $-j$ (j : imaginäre Einheit, $j = \sqrt{-1}$) phasenverschoben.

Impedanz

Bei vernachlässigbarem kapazitiven Widerstand kann für die effektive Impedanz der Spule 2

$$z_s = r_s + j\omega L_s$$

geschrieben werden, woraus der Stromfluss berechnet werden kann:

$$i_s = \frac{e_s}{z_s} = \frac{e_s}{r_s + j\omega L_s}.$$

Sekundäres Magnetfeld

Das Sekundärfeld, welches von der Schleife C in R erzeugt wird, ist folglich

$$\begin{aligned} H_s &= K' i_s \\ &= K' \frac{-j\omega M H_p}{K} \cdot \frac{1}{r_s + j\omega L_s} \\ &= \frac{-K' M H_p (j\omega r_s + \omega^2 L_s)}{K(r_s^2 + \omega^2 L_s^2)}, \end{aligned}$$

wobei auch hier K' eine Konstante ähnlich K ist.

Gütefaktor

Die Größe

$$Q := \frac{\omega L_s}{r_s}$$

wird als *Gütefaktor* bezeichnet. Damit kann ein einfacherer Ausdruck für das sekundäre Feld in der Nähe der Spule 2 gefunden werden:

$$H_s = -\frac{K' M H_p}{K L_s} \cdot \frac{Q^2 + jQ}{1 + Q^2}$$

Primärfeld in RX

Schließlich ist das Primärfeld in der Spule R interessant:

$$H'_p = K'' i_p = K'' I_p \sin \omega t = K'' \frac{H_p}{K}$$

Auch hier spielt K'' die Rolle des oben eingeführten K .

Amplitudenverhältnis

Zur Abschätzung der induktiven Wirkung der gutleitenden Einlagerung (Spule 2) auf Spule 3 wird nun das Amplitudenverhältnis von Sekundär- und Primärfeld gebildet:

$$\begin{aligned} \left| \frac{H_s}{H'_p} \right| &= \frac{K' i_s}{K'' i_p} \\ &= \frac{K' M}{K'' L_s} \left(\frac{Q^4}{(1 + Q^2)^2} + \frac{Q^2}{(1 + Q)^2} \right)^{1/2} \\ &= \frac{K' M}{K'' L_s} \frac{1}{(1 + 1/Q^2)^{1/2}} \end{aligned}$$

Das Verhältnis von $K' M / K'' L_s$ ist i.A. sehr klein, daher ist auch H_s / H'_p sehr klein (und unabhängig von Q).

Phasenbeziehung

Die Phasendifferenz zwischen Primär- und Sekundärfeld beträgt

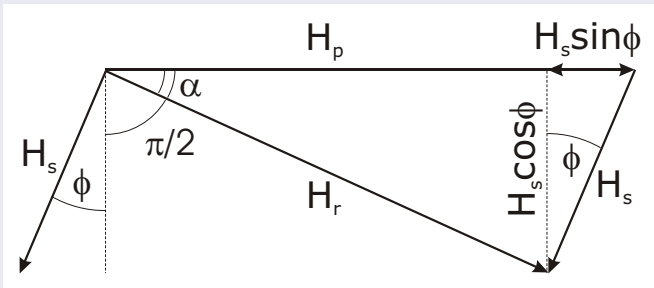
$$\phi_p - \phi_s = \left(\frac{\pi}{2} + \arctan \frac{\omega L_s}{r_s} \right) = \left(\frac{\pi}{2} + \phi \right) ,$$

wobei

$$\tan \phi = \frac{\omega L_s}{r_s} .$$

Die Phasenverschiebung von $\pi/2$ ist auf die induktive Kopplung zwischen den Spulen 1 und 2 zurückzuführen. Die zusätzliche Phasenverschiebung ϕ entsteht ausschließlich aufgrund der elektrischen Eigenschaften des Untergrundes.

Phasendiagramm



Diskussion

Liegt ein guter Leiter im Untergrund vor, dann geht ϕ wegen $Q = \omega L_s / r_s \rightarrow \infty$ gegen $\pi/2$, was bedeutet, dass in diesem Fall das sekundäre Feld um 180° (π) gegen das Primärfeld phasenverschoben ist. Im Falle des schlechten Leiters gilt $\omega L_s / r_s \rightarrow 0$ und $\phi \rightarrow 0$. Das sekundäre Feld liegt also 90° hinter dem Primärfeld. Im allgemeinen liegt H_s zwischen $\pi/2$ und π gegen H_p phasenverschoben. Die Komponente $H_s \sin \phi$ wird als *Realteil* oder **in-phase**-Komponente bezeichnet. Für die um 90° phasenverschobene Komponente von H_s (i.e. $H_s \cos \phi$) sind die Bezeichnungen *Imaginärteil*, **out-of-phase**- oder *quadrature*-Komponente gebräuchlich.

Response parameter und Induktionszahl

Der Ausdruck

$$\left| \frac{H_s}{H'_p} \right| = \frac{K' M}{K'' L_s} \frac{1}{(1 + 1/Q^2)^{1/2}}$$

hängt neben der Frequenz nur von den Eigenschaften des elektrischen Leiters im Untergrund ab. Aus diesem Grund nennt man Q den **response parameter** der leitfähigen Einlagerung.

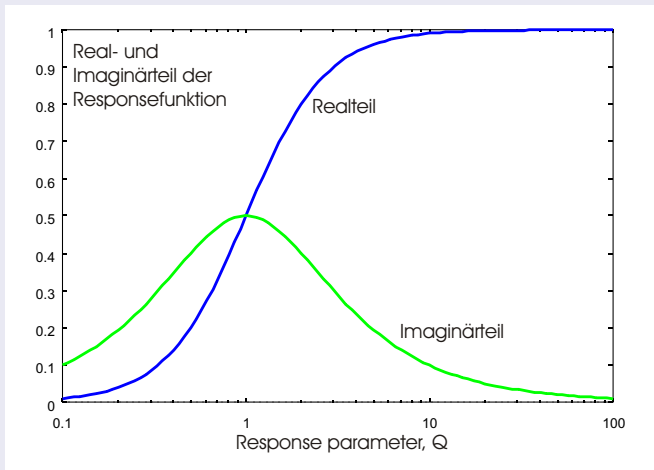
Das komplexe Verhältnis

$$\frac{Q^2 + jQ}{1 + Q^2}$$

ist die **response function** oder **Induktionszahl**.

Response function

Stellt man die **response function** als Funktion des Parameters Q dar, erhält man zwei Kurven für den Real- bzw. Imaginärteil der Induktionszahl.



Diskussion – 1

Ist Q klein, sind auch Real- und Imaginärteil der Funktion klein. Das ist der Fall des schlechten Leiters. Wächst Q , nimmt der Imaginärteil schneller zu als der Realteil. Seine Amplitude ist größer als die des Realteils, solange Q kleiner als 1 ist. Zu größeren Werten von Q hin nimmt der Imaginärteil ab, der Realteil dagegen strebt einem oberen Grenzwert – der induktiven Sättigung – zu.

Der in der Empfangsspule hervorgerufene Strom wächst zunächst linear mit zunehmender Frequenz, bis ein Sättigungseffekt eintritt. Die Antwort des Untergrundes stellt einen Übergang zwischen zwei Extremen dar: den Niederfrequenz- und Hochfrequenzlimits, welche durch hohen Widerstand bzw. hohe Leitfähigkeit gekennzeichnet sind.

Diskussion – 2

Im Widerstandslimit ist der Widerstand der Leiterschleife hoch. Der induzierte Strom ist so schwach, dass er in der Empfangsspule nur einen vernachlässigbar kleinen magnetischen Fluss produziert.

Im induktiven Limit ist der sekundäre Fluss so stark, dass er annähernd dem primären Fluss entspricht. Die Richtung des sekundären Flusses ist dem primären entgegengesetzt, was zu einer kompletten Auslöschung des Gesamtflusses führt. Die Folge ist wiederum ein vernachlässigbarer induzierter Strom in der Empfangsspule.

Übergangsbereich

Der Übergang zwischen beiden Limits vollzieht sich in einem Frequenzband um etwa $Q = 1$. Für eine Leiterschleife der Abmessung l ist das Verhältnis $L/R = Q/\omega$ proportional zu $\sigma\mu l^2$.

Der dimensionslose Responseparameter Q ist damit proportional zu $\sigma\mu\omega l^2$ und entspricht dem Verhältnis l^2/δ^2 zwischen Skalenlänge l und **elektromagnetischer Eindringtiefe** δ .

Der Responseparameter Q entspricht also einer dimensionslosen Leitfähigkeit oder Frequenz.

In bestimmten Fällen kann es zweckmäßig sein, die dimensionslose Distanz l/δ zu verwenden. In diesem Fall spricht man von der Induktionszahl B .

Induction number

defined as

$$B = \frac{r}{\delta}.$$

May be expressed with k . Note the definition of wave propagation constant $k = \sqrt{-i\omega\mu_0\sigma}$. Other authors use $\gamma = \sqrt{+i\omega\mu_0\sigma}$, hence the various expressions for B in terms of either k or γ .

We get

$$B = r/\delta = \begin{cases} \operatorname{Re}(kr) = \sqrt{\frac{\omega\mu_0\sigma}{2}} r \\ \operatorname{Re}(\gamma r) \end{cases}$$

Note that $\gamma = ik!$

LIN-System

Low Induction Number: $kr \ll 1$

EM 34: offset 10, 20, 40 m, Frequencies 6400, 1600, 400 Hz

Spulenkopplung über homogenem Halbraum

Bekannt: Primärfelder in Luft für VMD, z.B.

$$H_x = \frac{3mx(z-h)}{4\pi r^5} \quad (13)$$

$$H_y = \frac{3my(z-h)}{4\pi r^5} \quad (14)$$

$$H_z = \frac{3mz(z-h)}{4\pi r^5} - \frac{m}{4\pi r^3} \quad (15)$$

Kopplung: Koplanar, Primärfeld = $-\frac{m}{4\pi r^3}$

Beispiel VMD

$$\frac{Z}{Z_0} = \frac{\text{In RX induzierte Spannung/Spulenstrom in TX}}{Z_0} = \frac{H}{H_p}$$

$$\frac{H}{H_p} \propto \frac{iB^2}{2} = 1 + \frac{i\omega\mu\sigma r^2}{4}$$

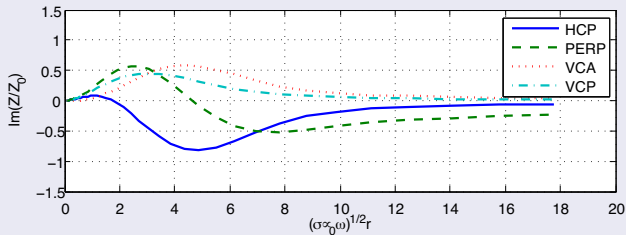
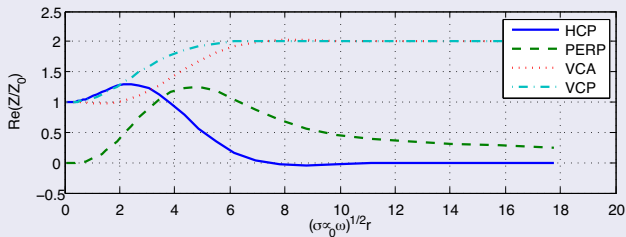
Homogener Halbraum:

$$H_z = -\frac{m}{2\pi k^2 r^5} [(9 + 9ikr - 4k^2 r^2 - ik^3 r^3) e^{-ikr} - 9]$$

$$H_z^p = -\frac{m}{4\pi r^3}$$

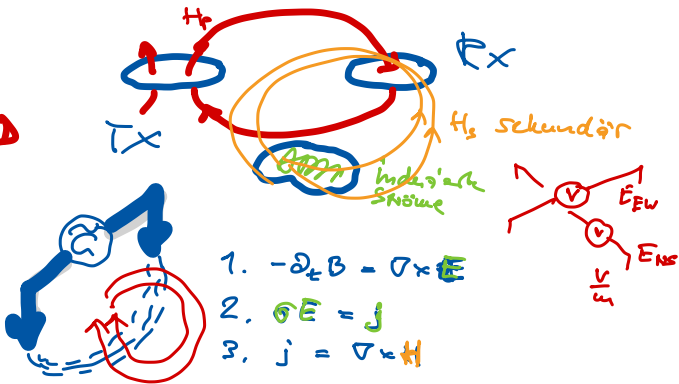
$$Z/Z_0 = \frac{2}{k^2 r^2} [(9 + 9ikr - 4k^2 r^2 - ik^3 r^3) e^{-ikr} - 9]$$

Spulenkopplungsfunktion



CSEM

CONTROLLED
SOURCE
EM



Messung: H in R_x als Funktion
von Frequenz und

~~TX~~ TX - R_x - Abstand (offset)

Controlled

2 Varianten: ① Sondierung durch Veränderung von
Frequenz Sondierung a) Frequenz **SKINTIEFE**
Methode-Sondierung b) TX-RX-Offset **geom. Eindringtiefe**

→ → ② Kartierung durch Veränderung der Position von TX, RX unter Beibehaltung des Abstandes

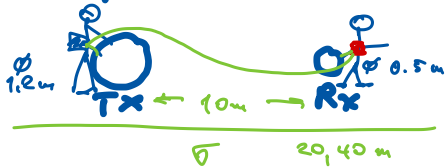
$\vec{H}(\omega, \vec{r})$ oder äquivalente Größen, A. B. $\rho_s(\omega, \vec{r})$

Acne EM

Ursache EM

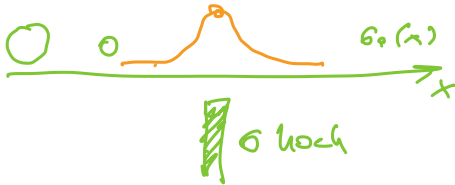
Leadgenazität

Beispiel: EM 84



„Schreibweise“
Leitf. σ_a

$$\frac{45}{4}$$



Anordnungen von TX und RX

	TX	RX	Name	
EM-34 X	—	—	HCP	Horizontal Co-planar
X	○	○	VCP	Vertical Co-planar "Faktor"
X	⊖	⊖	VCA	Vertical coaxial
		⊖	PERP	
		+	NULL	
	/	/	PARALLEL	

HED
VED

VMD
vertikales in
Umg.
2j-1

HHD
horizontale
in D.

- Kopplung
- Eindringtiefe
- Response

Theorie: Literatur:


Modell eines Dipols $\vec{m} = I \cdot A \vec{n}$
 Dipolmoment: I Strom
 A Fläche

$$k = \sqrt{4\pi\mu\sigma}$$

Tiefenreichweite in m

Unterschied VCP, HCP:

f: 6400
 f: 1800
 [H<] 400



r	VCP	HCP
10	6-7.5	12 - 15
20	12-15	25-30
40	24-30	50-60

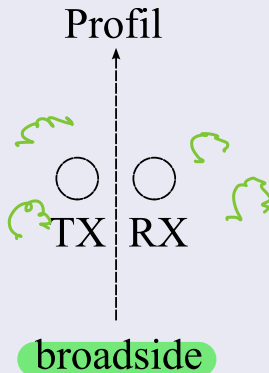
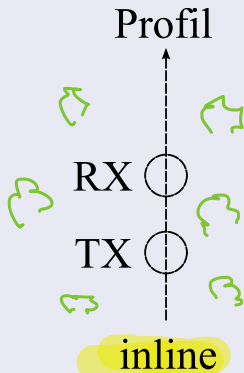
Produkt als $\omega^2 r \sim \underline{\underline{|k| r}}$ x konst

Eq. 34

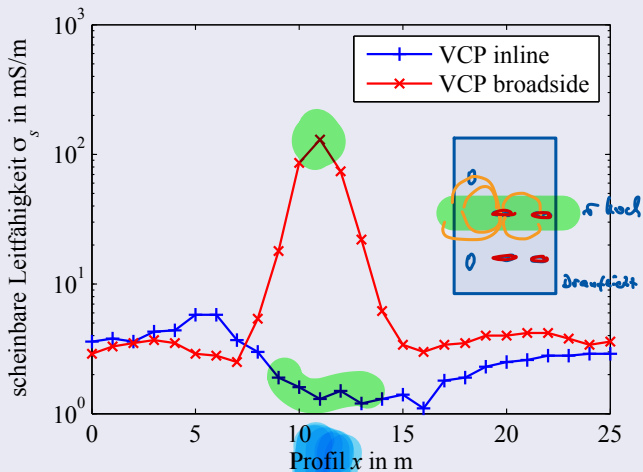
Abschätzung

↓
 Induktionsfeld

Orientierung



Beispiel Erzgang



ERZGANG

Aero-EM

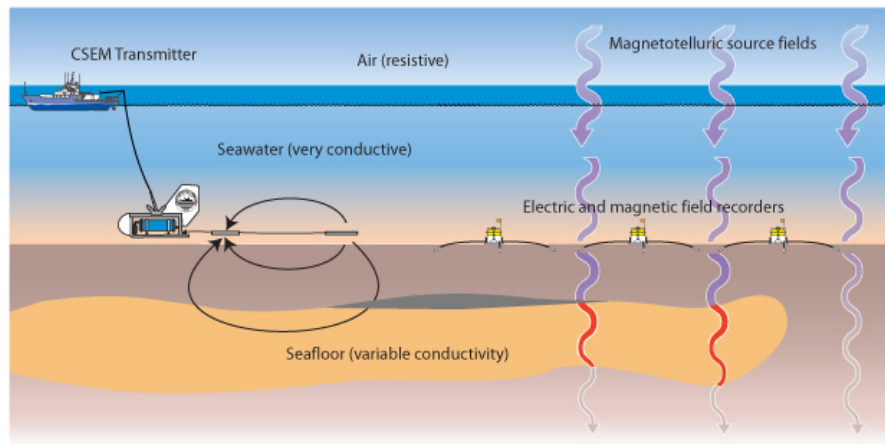
USA, Kanada, Australien, Russland, China, Skandinavien

Ortsfester Transmitter

Mitbewegter Transmitter

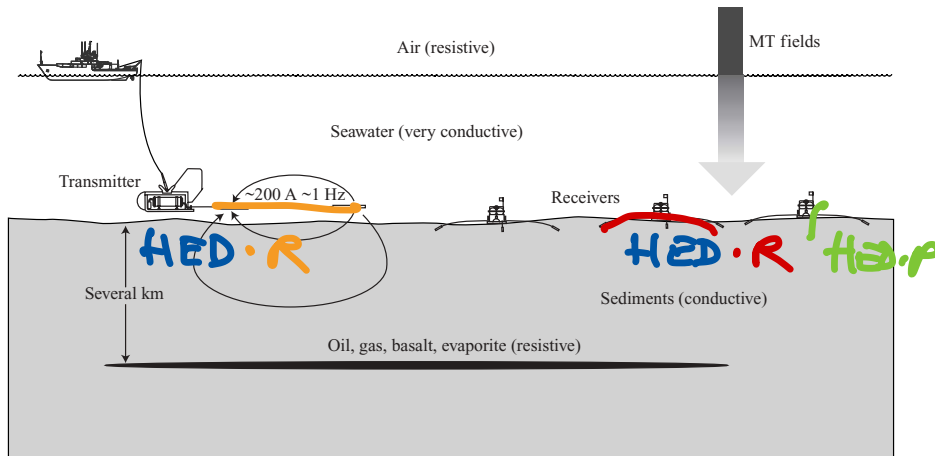
Towed Bird

Marine CSEM



(Scripps)

Marine CSEM



(Constable und Weiss, 2006)

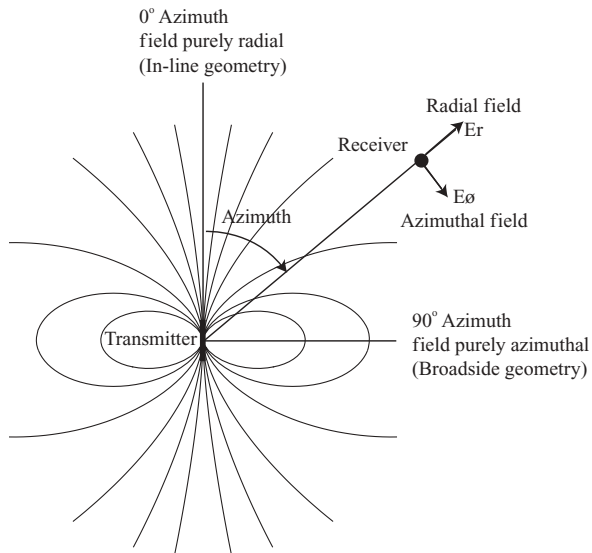
Warum HED?

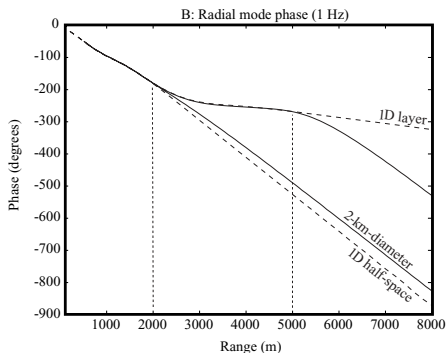
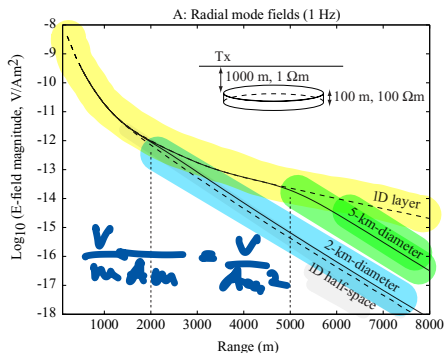
	Receiver VED	Receiver HED-R	Receiver HED-P	Receiver VMD	Receiver HMD-R	Receiver HMD-P
Source: VED	strong	strong	0	0	0	strong
Source: HED-R	strong	strong	0	0	0	strong
Source: HED-P	0	0	weak	weak	weak	0
Source: VMD	0	0	weak	weak	weak	0
Source:HMD-R	0	0	weak	weak	weak	0
Source:HMD-P	strong	strong	0	0	0	strong

(Johnstad *et al.*, 2007)

R: radial
P: perpendicular bzgl. TX

Konfiguration

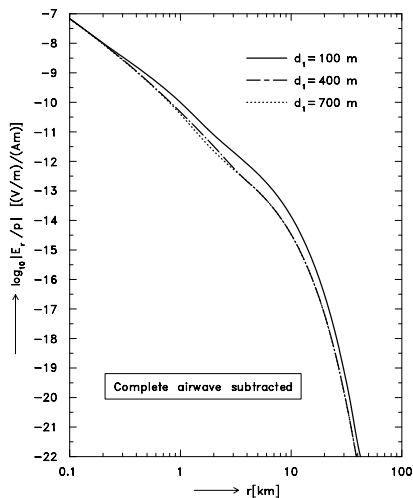
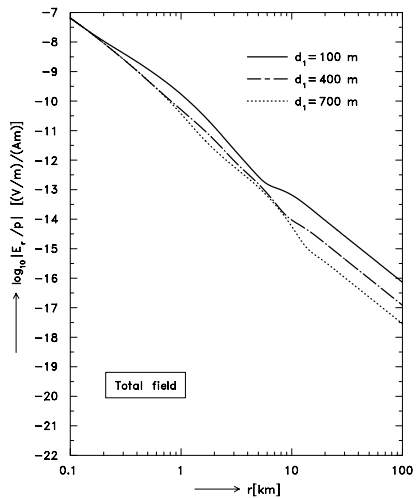




(1-D ohne Luft)

- Air wave vs. resistive layer response
- 3-D
- Amplitude vs. Offset

Air wave



(Flachwasser!)

- Air wave: $E_r \sim 1/r^3$
- Resistive layer: $E_r \sim \exp(-k(\sigma)z)$
- Air wave tritt nicht auf bei Messung von E_z

- Transmitter beweglich
- Receiver fix
- Zeitreihen
- Geschwindigkeit typisch 1.5 Knoten = 46.3 m/min
- Zeitfenster 60 s liefert Messpunktabstand von 46.3 m \approx 50 m
- Fourieranalyse liefert Amplitude für $f = 0.1$ Hz
- Noise floor: 10^{-15} V/Am² (E)

WHAT IS TRANSIENT EM (TEM)?

The principle of the Transient E.M. (TEM) method of geophysical prospecting is very simply, that current flowing in a transmitter loop sets up a magnetic field which when switched off induces eddy currents to flow in any good electrical conductor in the ground. These eddy currents set up a secondary magnetic field which can be detected by a receiver loop as a time-dependant decaying voltage.

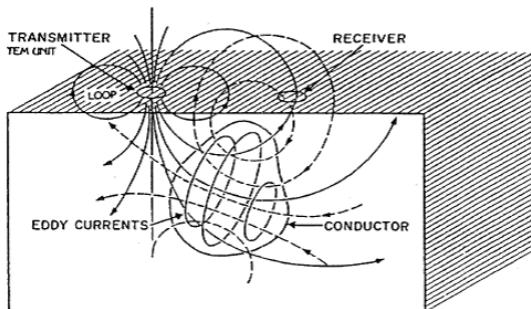


FIG. 1 PRIMARY MAGNETIC FIELD
SECONDARY MAGNETIC FIELD

HOW IS TEM USED?

The recording of the 'transients' is a means of detecting conductors in the ground. The decaying transient can be described by a number of measurement channels recording the voltage at various delay times (see figure 2) during the "quiet time" between current pulses.

The character of this decay (duration, amplitude, etc.) depends on the conductivity, shape and size, and depth and attitude of the conductor and its position with respect to the receiver loop and can be used to provide information on all this factors.

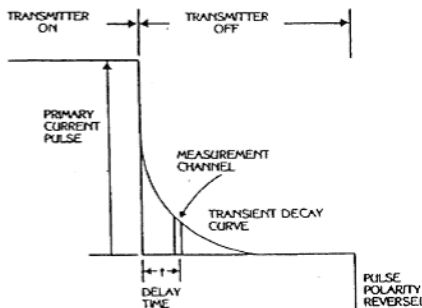


FIG. 2 Schematic diagram of TEM operation

A particular advantage of transient E.M. systems over continuous waves systems is the fact that the measurements are taken when the transmitted fields are switched off. This means that the sensitivity of the receiver can be a maximum to record the transient voltages only without having to cope with the much greater signal strength of the transmission field. It also means that a greater variety of loop configurations can be used including having the receiver loop in the same place as the transmitter loop for maximum signal reception.

- Erkundung guter elektrischer Leiter
 - Sulfidische Erzlagerstätten
 - Geothermische Lagerstätten
- Untergrundkartierung
 - Kohlenwasserstoffe
 - Grundwasserexploration
 - Kartierung von Kontaminanten
 - CO₂-Sequestrierung (BTEM)

Grundlagen

- Transient field electromagnetic method
- Time domain EM

Entwicklungsbeginn Ende 1950er Jahre (USA, UdSSR) als
Oberflächenmethode
Heute auch airborne (SkyTEM, Dänemark)

Prinzip

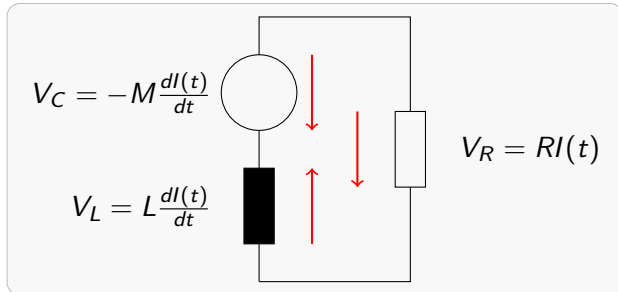
- Sendeschleife mit Gleichstrom I gespeist
- Konstantes Magnetfeld
- Abschalten des Stromes führt zum Zusammenbruch des MF
- Induktion von Stromsystem, Lenzsche Regel
- Sekundäre Magnetfelder werden gemessen

Erklärungsversuch mittels Leiterschleifenmodell I

Verwenden Größen wie oben im Fall zeitharmonischer Felder, fragen aber nun nach Sprungfunktionsantwort der Leiterschleife:

Wie groß ist die in C (und damit in R) induzierte Spannung $V(t)$, wenn das Magnetfeld einer gleichstromdurchflossenen Spule plötzlich zusammenbricht (hier: plötzlich aufgebaut wird)?

Begriffe: Induktiver Spannungsabfall, Selbstinduktion



Erklärungsversuch mittels Leiterschleifenmodell II

Es gilt (Kirchhoff)

$$V_C - V_L - V_R = 0.$$

Strom im Transmitter:

$$I(t) = I_0 u(t)$$

Rampenfunktion (endliche Einschaltzeit):

$$\begin{aligned} u(t) &= 0, & t < 0 \\ &= t/\Delta t, & 0 \leq t \leq \Delta t, \\ &= 1, & t > \Delta t. \end{aligned}$$

V_C wird induziert durch zeitliche Änderung des Transmitterstromes

$$V_C(t) = -M_{TC} I_0 \frac{d}{dt} u(t),$$

Erklärungsversuch mittels Leiterschleifenmodell III

während

$$V_L(t) + V_R(t) = L \frac{d}{dt} I_C(t) + R I_C(t)$$

durch Stromfluss im Leiter C verursacht werden. Kirchhoff liefert

$$\left[R + L \frac{d}{dt} \right] I_C(t) = -M I_0 \frac{d}{dt} u(t).$$

Vor dem Einschalten des Transmitterstromes ist $I_C(t) = 0$, $t < 0$.

Für Intervall $0 \leq t \leq \Delta t$ erhalten wir Dgl.

$$\left[R + L \frac{d}{dt} \right] I_C(t) = -M I_0 \frac{1}{\Delta t}$$

mit der Lösung

$$I_C(t) = -\frac{M I_0}{R \Delta t} + A e^{-\frac{R}{L} t}.$$

Erklärungsversuch mittels Leiterschleifenmodell IV

Kausalitätsforderung für I_C bzgl. $t = 0$ ergibt

$$A = +\frac{M I_0}{R \Delta t},$$

so dass mit $\tau = L/R$

$$I_C(t) = -\frac{M I_0}{R \Delta t} \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right].$$

Für $t \ll \tau$ liefert Reihenentwicklung der e-Funktion:

$$I_C(t) = -\frac{M I_0}{R \Delta t} \frac{t}{\tau}$$

und speziell für $t = \Delta t$

$$I_C(\Delta t) \approx -\frac{M I_0}{L}.$$

Für $t > \Delta t$ ist $u(t) = 1$ und $\frac{d}{dt}u(t) = 0$, so dass

$$\left[R + L \frac{d}{dt} \right] I_C(t) = 0.$$

Lösung:

$$I_C(t) = B e^{-\frac{t}{\tau}}$$

B aus o.g. Bedingung für $t = \Delta t$, und damit

$$I_C(t) \approx -\frac{M I_0}{L} e^{-\frac{t}{\tau}}, t > \Delta t.$$

Erklärungsversuch mittels Leiterschleifenmodell VI

Spannungen in R verursacht durch T (primär) und C (sekundär):

$$\begin{aligned}V_R^P(t) &= -M_{TR} \frac{d}{dt} I_0 u(t) \\ &= -M_{TR} I_0 \delta(t)\end{aligned}$$

$$V_R^S(t) = -M_{CR} \frac{d}{dt} I_C(t)$$

$$I_C(t) \approx -\frac{M_{TC} I_0}{\Delta t} \frac{t}{L} - \frac{M_{TC} I_0}{L} e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

$$\begin{aligned}\delta(t) &= 0, \quad t < 0 \\ &= \frac{1}{\Delta t}, \quad 0 \leq t \leq \Delta t \\ &= 0, \quad t > \Delta t.\end{aligned}$$

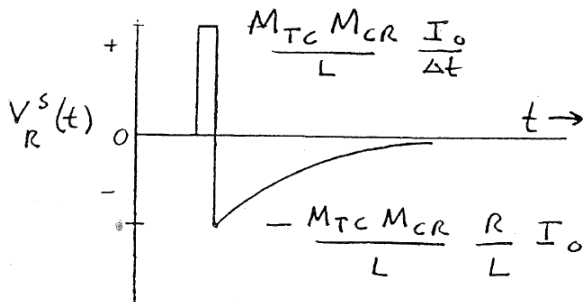
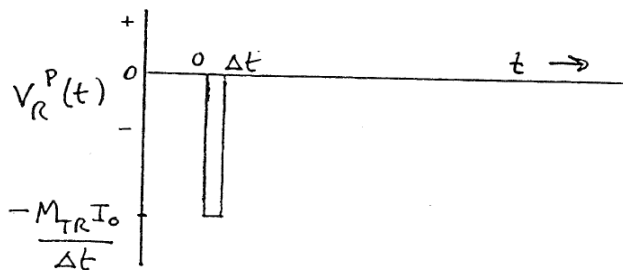
Zusammenfassend ist

$$V_R^S(t) = + \underbrace{\frac{M_{TC} M_{CR}}{L} I_0 \delta(t)}_{0 \leq t \leq \Delta t} - \underbrace{\frac{M_{TC} M_{CR}}{L} I_0 \left[\frac{1}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \right]}_{t > \Delta t}$$

Bemerkung:

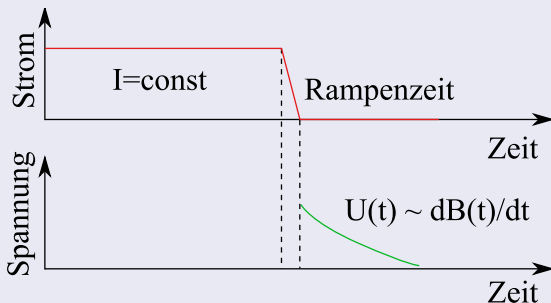
Dem Responseparameter $Q = \omega L/R = 1$ entspricht Zeitkonstante des exponentiellen Abklingens $\omega = R/L = \tau$.

Erklärungsversuch mittels Leiterschleifenmodell VIII



Messprinzip

In der praktischen Durchführung lässt sich Strom nicht beliebig schnell abschalten (Selbstinduktion in Spule). Spannungsmessung bei ganz kurzen Zeiten nicht möglich.



Rampenzeit τ

- Oberflächen-TEM (Geonics, Zonge, Phoenix, ...)
- Aero-TEM (SkyTEM, Dänemark)
- Bohrloch-TEM (Geonics BH-43-3, CDN)
- LOTEM (Long Offset TEM)

TX: Rechteckspule, langes geerdetes Kabel

RX: Induktionsspulen, Elektroden



TEM47 TRANSMITTER

Specifications

CURRENT WAVEFORM	Bipolar rectangular current with 50 % duty cycle
BASE FREQUENCY	30, 75, or 285 Hz where powerline frequency is 60 Hz 25, 62.5 or 237.5 Hz where powerline frequency is 50 Hz
TURN-OFF TIME	2.5 μ s at 3 A into 40 x 40 m loop; faster into smaller loop
TRANSMITTER LOOP	5 x 5 to 100 x 100 m single turn loop, or 5 x 5 m 8-turn loop
OUTPUT VOLTAGE	0 to 9 V, continuously variable
POWER SUPPLY	Internal 12 V rechargeable battery
BATTERY LIFE	5 h continuous operation at 2 A output
WEIGHT	5.3 kg
DIMENSIONS	10.5 x 24 x 32 cm



TEM57-MK2 TRANSMITTER

Transmitter TEM-57MkII

Specifications

CURRENT WAVEFORM	Bipolar rectangular current with 50 % duty cycle
BASE FREQUENCY	3, 7.5, or 30 Hz (powerline frequency 60 Hz) 2.5, 6.25, or 25 Hz (powerline frequency 50 Hz) Rates below 1 Hz available from PROTEM receiver through reference cable
TURN-OFF TIME	20 to 115 μ s, depending on size, current and number of turns in transmitter loop
TRANSMITTER LOOP	Single turn: any dimension (minimum resistance 0.7 ohms) up to 300 x 600 m 8-turn: 5 x 5 or 10 x 10 m
OUTPUT CURRENT	25 A maximum
OUTPUT VOLTAGE	18 V to 60 V continuous control with motor generator; up to 160 V (3,800 W) with external power supply
SYNCHRONIZATION	Reference cable or, optionally, quartz crystal
POWER SUPPLY	1,800 W, 110/220 V, 50/60 Hz single-phase motor-generator or, optionally multiple 12 V batteries
TRANSMITTER PROTECTION	Electronic and electromechanical protection
TRANSMITTER SIZE	43 x 25 x 25 cm
TRANSMITTER WEIGHT	15 kg
MOTOR GENERATOR SIZE	51 x 29 x 42 cm
MOTOR GENERATOR WEIGHT	21 kg



PROTEM RECEIVER

Specifications

MEASURED QUANTITY	Rate of decay of induced magnetic field along 3 axes, in nV/m ²
EM SENSOR	Air-cored coils
CHANNELS	1 channel used sequentially for 3 components or optionally, 3 channels for 3 components simultaneously
TIME GATES	20 gates covering 2 time decades, or 30 gates covering 3 time decades
DYNAMIC RANGE	24 bits (138 dB)
BASE FREQUENCY	0.3, 0.75, 3, 7.5, 30, 75 and 285 Hz or 0.25, 0.625, 2.5, 6.25, 25, 62.5 and 237.5 Hz
INTEGRATION TIME	0.5, 2, 4, 8, 15, 30, 60 or 120 s
DISPLAY	240 x 64 dot graphic LCD
DATA HANDLING	Solid-state memory for 3300 data-sets, RS232 output
SYNCHRONIZATION	Reference cable or, optionally, highly stable quartz crystal
POWER SUPPLY	12 V rechargeable battery for 8 h continuous operation
WEIGHT	15 kg



BH43-3

Vorteile

- Simultane Multifrequenzmessung: Sondierung
- Nicht raumgreifend wie Schlumberger-Sondierung
- Messzeit kürzer als MT
- Messung in Abwesenheit des Primärfeldes

Nachteile

- Empfänger breitbandig: Rauschen
- Filterung schwierig
- Stapelung nötig

Wichtige Begriffe

- Stepresponse (Sprungfunktionsantwort)
- Impulsresponse (Impulsantwort)
- Beziehung zwischen beiden über FT
- Impulsresponse: $\partial_t b$
- Stepresponse: e, b

Beziehung zwischen Stepresponse und Impulsresponse

Quellstromdichte $\mathbf{j}^e(\mathbf{r}, t)$ abhängig von Spulenstrom $I(t)$.

Stromfunktion ist entscheidend für Einordnung der EM-Verfahren:

Zeitharmonisch Frequenzbereichs-EM

Impuls- oder rechteckförmig Zeitbereichs-EM

Zeitharmonisch

$$I(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} I_0 e^{i\omega t} d\omega$$

Impuls, Rechteck

$$I(t) = I_0 \delta(t)$$

$$I(t) = I_0 H(t)$$

Impulsantwort $h(t)$

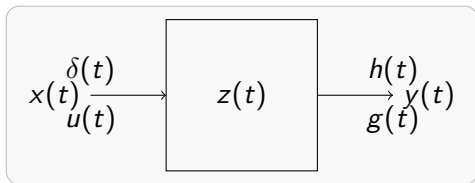
Ausgangssignal eines Systems, bei dem am Eingang ein Dirac-Impuls zugeführt wird.

Sprungfunktionsantwort $g(t)$

In der Praxis werden Systeme häufig mit der Sprungfunktion angeregt und die Sprungfunktionsantwort gemessen, die das Übertragungsverhalten eines Systems ebenfalls vollständig beschreibt. Dadurch vermeidet man, einen Dirac-Impuls mit guter Näherung erzeugen zu müssen, wofür das Eingangssignal kurzzeitig einen sehr hohen Wert annehmen müsste.

Zusammenhang zwischen beiden

Es gilt $h(t) = \dot{g}(t)$.



Allgemeiner Zusammenhang: $y(t) = z(t) * x(t)$ Faltung.
Nach \mathcal{F} -Trafo bzgl. t : $Y(\omega) = Z(\omega) \cdot X(\omega)$ Multiplikation.
Übertragungsfunktion: $Z(\omega) = Y(\omega)/X(\omega)$ Division.

Spektrum des Dirac-Impulses: $\mathcal{F}(\delta(t)) = 1$

Impulsantwort: $Z^\delta(\omega) = \mathcal{F}(h(t))$.

Sprungfunktionsantwort: $Z^u(\omega) = \mathcal{F}(g(t))$.

$$u(\tau) = \int_{-\infty}^{\tau} \delta(t) dt$$

$$Z^u(\omega) = Z^\delta(\omega)(i\omega)^{-1}, \quad Z^\delta(\omega) = i\omega Z^u(\omega).$$

Sprungfunktionsantwort im Zeitbereich:

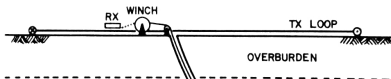
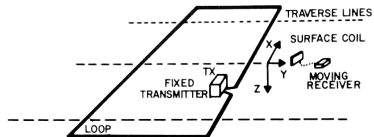
$$g(t) = \mathcal{F}^{-1}(Z^u(\omega)) = \mathcal{F}^{-1}(Z^\delta(\omega)(i\omega)^{-1}).$$

Z^δ aus Frequenzbereichsantwort (zeitharmonisch) zu berechnen. Daraus inverse Fouriertrafo (mit $1/(i\omega)$ multipliziert).

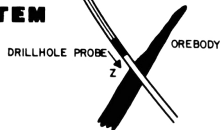
Ausschaltvorgang:

$$g_{\text{off}}(t) = g(\infty) - g(t)$$

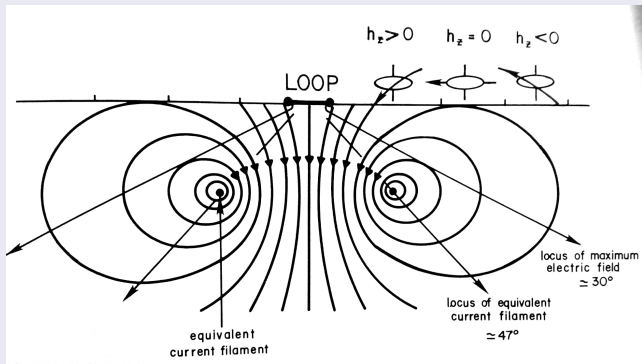
Surface TEM



Drillhole TEM

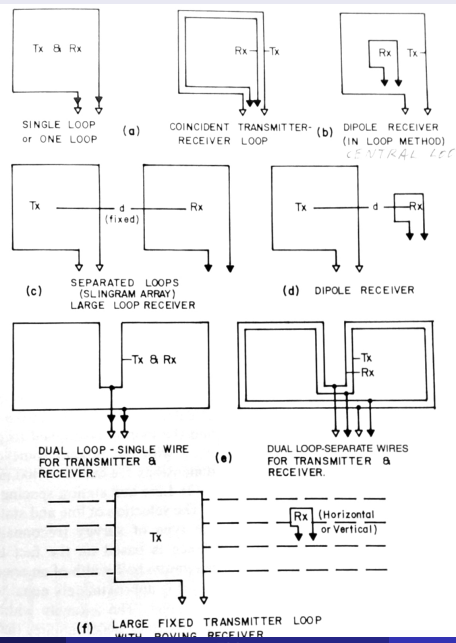


Prinzip der "Smoke Rings"



- 1-D: Geschichteter Halbraum
- 3-D: Homogener Vollraum

Anordnungen



Darstellung der Messergebnisse

Messgröße: Transientes Signal = $\partial_t b_z$ über Zeit

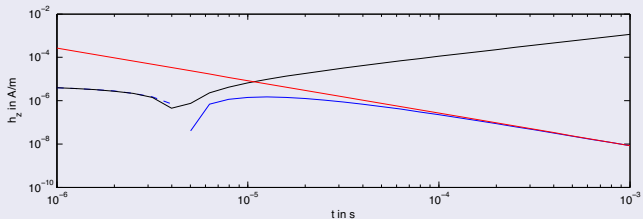
Häufig Normierung auf Dipolmoment, z.B. $V/(Am^2)$

Asymptotik: Late-Time bzw. Early-Time

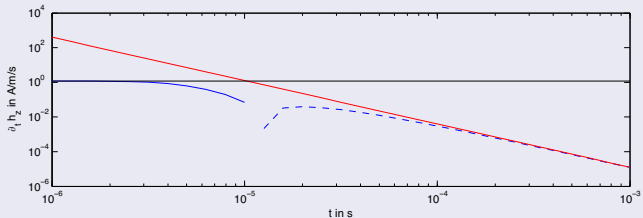
Modellstudie

- Anordnung HCP, $h = 0$ m
- Hom. Halbraum $\rho = 100 \Omega \cdot \text{m}$
- $r = 25$ m

Magnetfeld



Spannung



Asymptotik

$$h_z^E = \frac{-m}{4\pi r^3} \left(1 - \frac{18t}{\sigma\mu_0 r^2} \right)$$

$$h_z^L = \frac{m}{30} \left(\frac{\sigma\mu_0}{\pi t} \right)^{3/2}$$

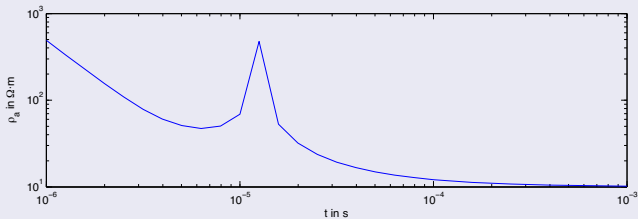
$$\partial_t h_z^E = \frac{9m}{2\pi\sigma\mu_0 r^5}$$

$$\partial_t h_z^L = -\frac{m}{20} \left(\frac{\sigma\mu_0}{\pi t^{5/3}} \right)^{3/2}$$

Scheinbarer spez. Widerstand aus Late-Time-Asymptotik

$$\rho_a^L = \frac{\mu_0}{\pi} \left(\frac{m}{20t^2} \right)^{3/2} (-\partial_t h_z)^{-2/3}$$

ρ_a^L für $10\text{-}\Omega\cdot\text{m}$ -Halbraum



Konsequenz

- Sondierungskurven komplizierter als Schlumberger
- ρ_a für visuelle Auswertung nicht geeignet
- Rohdaten