# ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

# Fakulta elektrotechnická

# Biologické účinky elektromagnetického pole

(A5M17BUP)

Prof. Ing. Jan Vrba, CSc.



2010

# **PŘEDMLUVA**

Předmět A5M17BUP: "Biologické účinky elektromagnetického pole" je zaměřen na přehledný popis známých pozitivních i negativních účinků elektromagnetického pole na biologické systémy, zejména pak na lidi. Hned na začátku našich úvah a diskusí je třeba si uvědomit, že elektromagnetické pole bylo součástí vzniku vesmíru a i celého jeho vývoje. Vznik lidstva resp. vývoj člověka byl tedy od samého počátku doprovázen přímým vlivem elektromagnetického pole, takže se obecně dá říci, že člověk je na elektromagnetické pole velmi dobře adaptován. Přesto zejména teď v době velmi dynamického rozvoje techniky a technologií je třeba sledovat, zda některé technologie a přístroje negenerují určitou formu elektromagnetického pole, které by mohlo mít na lidstvo nepříznivé nebo i katastrofické účinky.

Výuka v rámci tohoto předmětu probíhá formou seriálu přednášek vybraných českých i zahraničních odborníků. Jde o experty z oblasti biologie, medicíny a samozřejmě také z různých technických disciplín. Většina přednášejících expertů nám zatím z důvodu dořešení autorských práv jejich přednáškové slidy nedala k dispozici (předpoládáme ale, že tohoto bude dosaženo v blízké budoucnosti) - z tohoto důvodu nebylo možné zajistit běžnou korelaci mezi tíštěným textem a souborem slidů promítaných na přednáškách. Studenti předmětu A5M17BUP (a i další případní čtenáři tohoto textu) proto prosím nechť chápou tento text jako přehled základních informací o interakcích mezi elektromagnetickým polem a biologickými systémy a to především z fyzikálního a technického hlediska.

Přednášky biologů v rámci tohoto předmětu jsou věnovány obecnému přehledu a popisu interakcí elektromagnetického pole s biologickými systémy z hlediska jeho biologických účinků (a to jak těch pozitivních, tak i těch negativních), tj. buď tzv. tepelných nebo tzv. netepelných účinků elektromagnetického pole:

- Netepelné účinky můžeme definovat jako přímé účinky elektromagnetického pole.
- Tepelné účinky pak jsou účinky vyvolané navýšením teploty v důsledku absorbování energie elektromagnetického pole v biologické tkáni (biologická tkáň má charakter ztrátového dielektrika a při vybuzení a přenosu elektromagnetického pole, např. formou elektromagnetického vlny, bude tato vlna v biologické tkáni silně tlumena).

Přednášky lékařů v rámci tohoto předmětu popisují ty pozitivní účinky elektromagnetického pole, které mohou být využity pro klinické využití, ať již terapeutické nebo diagnostické. Jde především o pozitivní účinky elektromagnetického pole orientované např. do oblasti onkologie, fyzioterapie, revmatologie, ortopedie, urologie, kardiologie, chirurgie a do dalších oblastí medicíny.

Technické přednášky jsou pak zaměřeny především na teorii elektromagnetického pole a na jeho interakcí s biologickými systémy (zejména s lidským tělem) z hlediska fyzikálních zákonů a technických řešení (např. popis dielektrických a tepelných vlastností různých typů biologických tkání v různých částech frekvenčního spektra, popis aplikátorů pro termoterapii, popis expozičních systémů a komor pro studium interakce elektromagnetického pole s biologickými systémy, atd.).

Skripta s tématikou biologických účinků elektromagnetického pole a též s tématikou lékařských aplikací mikrovlnné techniky vznikla na bázi výzkumu na ČVUT-FEL v Praze, který probíhá od roku 1981. Skripta byla doplněna dalšími informacemi dle české i zahraniční literatury, viz [1 až 89]. Čtenář se proto může seznámit jak se všeobecným stavem

problematiky ve světě, tak i se zajímavými původními řešeními expozičních systémů a komor, návrhem mikrovlnných hypertermických aplikátorů, které byly vyvinuty a jsou používány v ČR a dnes již také i na některých zahraničních pracovištích.

Přínosem k řešené problematice pak byly a jsou i diplomové a disertační práce studentů naší katedry a často i jejich pozdější práce na klinickém pracovišti. Za všechny bych chtěl uvést zejména Ing. Ladislava Oppla, PhD., Ing. Ondřeje Voleše, PhD., Ing. Petra Nováka, PhD., Ing. Otu Koubu, PhD., Ing. Romana Hlaváče, PhD., Ing. George Salibu, PhD., Ing. Jakuba Cveka, PhD., Ing. Jana Herzu, PhD., Ing. Paola Togni, PhD., Ing. Michala Cifru, PhD., Ing. Radima Zajíčka, PhD, Ing. Hanu Dobšíček-Trefnou, PhD., Ing. Tomáše Dřížďala, PhD., Ing. Lukáše Víška, Ing. Jaroslava Vorlíčka, Ing. Barboru Vrbovou, Ing. Tomáše Vydru a Ing. Daniela Havelku.

Praha, prosinec 2010

Jan Vrba

# **OBSAH**

PŘEDMLUVA	2
1. ÚVOD	5
2. INTERAKCE ELEKTROMAGNETICKÉHO POLE S BIOLOGICKOU TKÁNÍ	.12
3. BIOLOGICKÉ ÚČINKY MIKROVLNNÉ ENERGIE	43
4. LÉKAŘSKÉ APLIKACE	58
5. MODELOVÉ VÝPOČTY A PLÁNOVÁNÍ LÉČBY	
6. DIAGNOSTICKÉ METODY	92
LITERATURA	98

# 1. ÚVOD

Technika a technologie založené na využití elektromagnetického pole patří mezi poměrně mladé technické obory, viz dále uvedený stručný přehled historie jejich vývoje. V současné době se tento obor velmi dynamicky rozvíjí, což je dáno novými zajímavými aplikacemi mikrovln a antén ve spojové technice, průmyslu, dopravě, medicíně a v dalších oblastech. Antény, mikrovlnné obvody a systémy se využívají také při realizaci různých vědeckých přístrojů, dále též pro konstrukci navigačních a radiolokačních zařízení. Ve formě satelitních přijímačů a mikrovlnných sporáků proniká dnes anténní a mikrovlnná technika i do mnoha domácností.

Za oblast mikrovlnné techniky obvykle označujeme frekvenční pásmo přibližně od 300 MHz do 3 THz. Vlnová délka na vedení pro vzduchové dielektrikum v uvažovaném vedení resp. obecném mikrovlnném obvodu se tak pohybuje od 1 m do 0,1 mm. Mikrovlnné obvody pak tedy mají charakter obvodů s rozprostřenými parametry (vlnová délka na vedení je srovnatelná s délkou vedení tvořícího uvažovaný obvod).

Bývá zvykem zavést rozdělení mikrovlnného kmitočtového pásma na tyto dílčí subpásma, z nichž každá má svá technologická specifika:

```
- decimetrové vlny

- centimetrové vlny

- milimetrové vlny

- submilimetrové vlny

(300 MHz < f < 3 GHz)

(30 GHz < f < 30 GHz)

- submilimetrové vlny

(300 GHz < f < 3 THz)
```

Směrem k vyšším frekvencím navazuje na pásmo mikrovlnné postupně pásmo infračervené a pásmo viditelného světla.

Rozdělení celého kmitočtového pásma definuje následující tabulka, kterou doporučuje IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers). Mikrovlnná část frekvenčního spektra je v této tabulce vyznačena tmavším podkladem políček.

Číslo	Označení frekvenčního pásma	Frekvence	Vlnová délka
pásma			
2	ELF (Extreme Low Frequency)	30 - 300 Hz	10 - 1 Mm
3	VF (Voice Frequency)	300 - 3000 Hz	1 - 0,1 Mm
4	VLF (Very Low Frequency)	3 - 30 kHz	100 - 10 km
5	LF (Low Frequency)	30 - 300 kHz	10 - 1 km
6	MF (Medium Frequency)	300 - 3000 kHz	1 - 0,1 km
7	<b>HF</b> (High Frequency)	3 - 30 MHz	100 - 10 m
8	VHF (Very High Frequency)	30 - 300 MHz	10 - 1 m
9	UHF (Ultra High Frequency)	300 - 3000 MHz	100 - 10 cm
10	SHF (Super High Frequency)	3 - 30 GHz	10 - 1 cm
11	EHF (Extreme High Frequency)	30 - 300 GHz	1-0,1 cm
12	Decimillimeter	300 - 3000 GHz	1 - 0,1 mm

Tabulka 1.1. Označení kmitočtových pásem dle IEEE.

V anglosaské mikrovlnné literatuře se velmi často setkáváme s ještě jedním systémem pro označení kmitočtových pásem, též dle norem IEEE, viz tab. 1.2.

V případě, kdy je elektromagnetická energie buzena v prostředí s vysokou relativní permitivitou nebo permeabilitou, uplatní se principy mikrovlnné techniky i při nižších kmitočtech. Například při lékařských aplikacích může být délka elektromagnetické vlny v biologické tkáni kratší než 1 m již při kmitočtech řádově desítky MHz.

Označení pásma	<b>Frekvence</b>	Vlnová délka
P-band	0,23 - 1 GHz	130 - 30 cm
L-band	1 - 2 GHz	30 - 15 cm
S-band	2 - 4 GHz	15 - 7,5 cm
C-band	4 - 8 GHz	7,5 - 3,75 cm
X-band	8 - 12,5 GHz	3,75 - 2,4 cm
Ku-band	12,5 - 18 GHz	2,4 - 1,67 cm
K-band	18 - 26,5 GHz	1,67 - 1,13 cm
Ka-band	26,5 - 40 GHz	1,13 - 0,75 cm

Tabulka 1.2. Označení kmitočtových pásem.

Zájem o výzkum a vývoj různých aplikací anténní a mikrovlnné techniky je vyvolán tím, že jejich fyzikálně-technický princip umožňuje výhodně:

- a) Využívat nových, zatím méně obsazených kmitočtových pásem (kmitočtové pásmo je často přirovnáváno k jisté formě přírodního bohatství: jeho využití je třeba rozšiřovat, ale zároveň je s ním třeba dobře hospodařit).
- b) Realizovat obvody s velkou šířkou přenášeného kmitočtového pásma (řádově 100 MHz až 10 GHz), což z hlediska teorie rádiové komunikace znamená možnost dosáhnout značné rychlosti přenosu informace. To je důležité nejen pro klasické komunikační obvody, ale zejména pro počítačové sítě, v nichž mezi sebou komunikují nejvýkonnější počítače.
- c) V oboru obvodů s rozloženými parametry realizovat miniaturní systémy, neboť rozměry jednotlivých mikrovlnných prvků jsou v relaci s vlnovou délkou.
- d) Využívat antény o velmi malých rozměrech při zachování jejich vysoké směrovosti (směrovost antény je funkcí poměru jejích rozměrů a délky vyzařované vlny).
- e) Využívat přímočarého šíření mikrovlnné energie nedochází k odrazu signálu ionosférou. Toho lze využít pro spojové služby pozemní i družicové a také pro realizaci radarových systémů.
- f) Využívat různých mikrovlnných zařízení pro základní vědecký výzkum, např. pro dálkové snímání různých objektů, lékařskou diagnostiku a léčbu, úpravu potravy atp. Mnohé z těchto metod se zakládají na tom, že vlastní rezonance atomů a molekul jsou ve vyšší frekvenční části mikrovlnného spektra.

# 1.1. Přehled probírané látky

Cílem výuky v rámci tohoto předmětu je vysvětlit základní fyzikální a technické principy, ze kterých pak plyne filozofie návrhu a realizace anténních a mikrovlnných obvodů a systémů využívaných při výzkumu biologických účinků elektromagnetického pole a při výzkumu v oblasti lékařských aplikací. Samozřejmě přiměřená pozornost bude věnována i popisu biologických principů popisovaných klinických aplikací - ovšem se zřetelem k tomu, že toto skriptum je především určeno studentům technických oborů. Nicméně máme ověřeno, že v minulosti o něj byl zájem i mezi lékaři a studenty medicíny.

Principy mikrovlnné techniky jsou obecně založeny na teorii elektromagnetického pole, viz skripta "Úvod do mikrovlnné techniky" [1] a "Aplikace mikrovlnné techniky" [2]. V našich úvahách dále navážeme na výklad ve skriptech prof. Ing. J. Vokurky, DrSc.: "Teorie elektromagnetického pole II" [12], stejnojmenných skriptech doc. Ing. Karla Novotného, CSc. [13] a na knihu prof. Ing. V. Tysla, DrSc. a doc. Ing. V. Růžičky, CSc.: "Teoretické základy mikrovlnné techniky" [3].

Zájemcům o další seznámení se s problematikou mikrovlnné techniky lze doporučit knihy Ing. Jana Vrby, CSc.: "Mikrovlnná technika ve spojových zařízeních" a "Měření na centimetrových vlnách I a II" [4,5,6]. Literatura zaměřená na problematiku výzkumu biologických účinků elektromagnetického pole a na problematiku výzkumu lékařských aplikací mikrovlnné techniky a zejména na mikrovlnné aplikátory určené pro lékařské účely je uvedena v další části přehledu použité literatury. Jde o knihy a

články zahraničních autorů [7 až 10, 15 až 24], vybrané publikace v časopisech a na konferencích [25 až 72], vybrané disertační a diplomové práce ČVUT [72 až 90].

Cílem výuky v rámci tohoto předmětu je vysvětlit základní fyzikální a technické principy, ze kterých pak plyne filozofie výzkumu biologických účinků elektromagnetického pole a filozofie návrhu a realizace tzv. aplikátorů pro lékařské aplikace mikrovlnné techniky (v dalším textu pojem aplikátor označuje přístroj, který požadovaným způsobem převádí a distribuuje elektromagnetickou energii do biologické tkáně). Největší pozornost je přitom věnována zatím nejvíce využívané léčebné metodě, mikrovlnné termoterapii.

Úvodní část tohoto textu je zaměřená na stručný přehled historie a budoucích perspektiv mikrovlnné techniky, přehled současných možností využití mikrovlnné techniky pro výzkum biologických účinků elektromagnetického pole a pro léčebné účely (mikrovlnné hypertermii, diatermii, mikrovlnné angioplastice, atd.)

Druhá kapitola je věnována základním úvahám o vzájemné interakci vysokofrekvenční elektromagnetické energie se živou biologickou tkání. Třetí kapitola obsahuje přehled stávajících informací o biologických účincích mikrovlnné energie a také informaci o hygienické normě. Ve čtvrté kapitole je uveden popis uspořádání technického zařízení pro klinické aplikace elektromagnetické energie.

Pátá kapitola je věnována možnostem a metodám plánování termoterapeutické léčby, tj. modelovým výpočtům rozložení absorbované elektromagnetické energie v léčené oblasti biologické tkáně. V posledních letech se na základě rychlého rozvoje výpočetní techniky a jejího zpřístupnění běžnému uživateli rozšiřují i aktivity v oblasti softwarového vybavení pro analýzu a syntézu mikrovlnných obvodů. V rámci výuky se studenti seznámí se softwarovými produkty pro počítače IBM PC a kompatibilní, které jsou k dispozici na katedře elektromagnetického pole FEL. Jde především o programy HP APPCAD, APLAC a MICROWAVE OFFICE, které umožňují modelování aplikátorů především z hlediska teorie mikrovlnných obvodů. Dále pak o program FEMLAB, SEMCAD a MICROWAVE STUDIO, které je možno použít pro numerické modelování distribuce EM pole v léčené oblasti a např. FEMLAB též také pro výpočet výsledného teplotního rozložení. Šestá kapitola přináší informace o možnostech využití mikrovln pro lékařskou diagnostiku.

# 1.2. Stručná historie vývoje mikrovlnné techniky

# Základní etapa vývoje mikrovlnné techniky

Základní práce v historii mikrovlnné techniky se odvozují od výsledků Jamese Clerka Maxwella z roku 1873, kdy vznikla hypotéza o šíření elektromagnetických vln a poznání, že i světlo má povahu elektromagnetických vln. Heinrich Hertz experimentálně ověřil základy Maxwellovy teorie v letech 1887 až 1891.

#### Vývoj vlnovodné techniky

V roce 1897 Rayleigh matematicky ověřil možnost přenášet elektromagnetické vlny obdélníkovým i kruhovým vlnovodem formou TE resp. TM vidů a upozornil na tzv. mezní kmitočty těchto vidů. Praktické experimenty s vlnovodnou technikou byly uskutečněny až v roce 1932. U AT&T Company demonstroval Georg Southworth šíření elektromagnetických vln kovovou trubkou vyplněnou vodou. W. L. Barrow při svých pracech na MIT v oblasti antén a šíření použil vlnovod pro přenos signálu. Zpočátku měl ale při experimentech problémy, protože neznal Rayleighovy úvahy o mezním kmitočtu vidů ve vlnovodu. V roce 1944 Veksler a McMillan nezávisle navrhli využití vysokfrekvenčního pole pro konstrukci urychlovačů částic - vlnovodná technika se tak stala jednou z jejich částí.

#### Radar a jeho využití

Před druhou světovou válkou byl ve Velké Británii vyvinut magnetron - spolehlivý mikrovlnný výkonový generátor. To byl důležitý základ pro vývoj radaru (RAdio Detection And Ranging). Mikrovlnné kmitočtové pásmo pak umožnilo konstrukci anténního systému o přijatelných rozměrech, ale již dostatečně velkém zisku. Vývoj radaru byl úspěšně dokončen ve Velké Británii a Spojených

Státech Amerických. Radar pak sehrál důležitou roli v průběhu druhé světové války. V současné době je radar používán pro mnoho důležitých činností v oblasti navigace a bezpečnosti dopravy.

# Planární přenosová vedení

Až do druhé světové války využívaly všechny mikrovlnné systémy pro přenos signálu vlnovodné nebo koaxiální techniky. Výhodou vlnovodu proti ostatním typům mikrovlnných vedení je schopnost přenášet největší energii při nejmenším útlumu. Nevýhodou vlnovodu jsou velké rozměry a váha a také kmitočtové pásmo typu pásmová resp. horní propust. Pro výrobu je poměrně drahý. Koaxiální vedení je sice širokopásmové a vhodné pro různé mikrovlnné aplikace, ale zejména sériová výroba mikrovlnných obvodů na jeho bázi je komplikovaná a také nákladná. Proto se již od padesátých let rozvíjí technologie planárních struktur jako je páskové a mikropáskové vedení, štěrbinové vedení, koplanární vedení atp. Tato vedení se vyznačují malými rozměry, nízkou výrobní cenou (jsou vhodná pro velkosériovou výrobu) a možností jednoduchého navázání polovodičových prvků - diod a tranzistorů (často jsou označovány jako technologie mikrovlnných integrovaných obvodů.) Nyní jsou tato vedení využívána i při návrhu a realizaci mikrovlnných monolitických integrovaných obvodů.

#### Pasivní mikrovlnné prvky

Již první experimenty s vlnovodnou technikou vedly k rychlému rozvoji různých typů pasivních obvodů, např. filtrů, směrových vazebních členů, atenuátorů a detektorů. Později pak bylo velké úsilí věnováno také nereciprokým feritovým prvkům, tzv. izolátorům a cirkulátorům.

# Aktivní mikrovlnné obvody

Mezi aktivní mikrovlnné prvky řadíme jak mikrovlnné elektronky, tak i mikrovlnné polovodičové prvky. Mikrovlnné tranzistory a speciální typy diod (např. Gunnova, tunelová, lavinová) mohou být používány pro generování i zesilování mikrovlnného signálu dnes již až do kmitočtů řádově desítek GHz.

#### Mikrovlnné systémy

Mikrovlnné technologie umožňují realizaci mnoha zajímavých systémů v oblasti komunikací, navigace, průmyslu, sledování a řízení dopravy, medicíny, základního výzkumu, atd.

# 1.3. Využití mikrovlnné techniky

Uveďme přehled základních možností uplatnění mikrovlnné techniky v různých oblastech lidských aktivit. I když tento přehled není a ani nemůže být zcela úplný, domnívám se, že dobře demonstruje perspektivní možnosti mikrovlnné techniky. Dále je z tohoto přehledu patrná pozornost, která je problematice mikrovlnné techniky a jejímu rozvoji věnována v zahraničí. Domnívám se, že je zde i značný potenciál pro náš transformující se a rozvíjející se průmysl i výzkum.

Jednotlivé příklady uvedené v rámci tohoto přehledu nebudeme popisovat detailně, ani odvozovat a dokazovat zmíněné vlastnosti. To je náplní výše uvedených specializovaných předmětů, které nabízí katedra elektromagnetického pole ČVUT FEL.

#### Průmyslové aplikace

Mikrovlnná energie může být výhodně použita v průmyslu pro ohřev nebo pro vysoušení materiálů v rámci technologických procesů. Přitom se využívá toho, že vysokofrekvenční energie se může šířit materiálem, který má být ohříván nebo vysoušen. Tento materiál má zpravidla povahu ztrátového dielektrika, takže mikrovlnná energie se absorbuje a mění na teplo. Tímto způsobem je možné dosáhnout ohřevu v celém objemu a není nutné čekat, až se vedením tepla docílí vyšší teploty i uvnitř ohřívaného nebo vysoušeného objektu. Důležité přednosti mikrovlnného ohřevu jsou:

#### - Větší rychlost ohřevu

Vyplývá z již výše uvedeného fyzikálního principu ohřevu celého objemu současně. Z tohoto pak vyplývá možnost dosáhnout významné časové a energetické úspory při mikrovlnném ohřevu nebo vysoušení.

#### - Vyšší bezpečnost

Při mikrovlnném ohřevu nepůsobíme na ohřívaný resp. vysoušený materiál vysokou teplotou, eventuálně ohněm. Vznik požáru je proto velmi nepravděpodobný. Tato výhoda je důležitá zejména při technologiích ohřevu hořlavých materiálů, jako je např. celuloid při výrobě filmového materiálu.

# Výhody z ekologických hledisek

Při mikrovlnném ohřevu nevznikají kouřové zplodiny a saze, takže jeho využívání může významně přispět k zlepšení ekologických podmínek v okolí podniků, které jej využívají. I pro personál obsluhující podobné zařízení se takto dá dosáhnout lepších hygienických podmínek.

#### - Vyšší kvalita

Při klasickém ohřevu nebo vysoušení je maximální teplota vždy na povrchu materiálu. Tím se ale zejména při vysoušení může situace značně zkomplikovat. Pokud se nejprve vysuší povrchová vrstva, dojde tím k uzavření mikrokapilár a vlhkost, která je hlouběji pod povrchem, má ztíženou cestu ven. Při mikrovlnném ohřevu je možné dosáhnout maxima teploty pod povrchem a potom se dosáhne mnohem dokonalejšího vysušení.

# Využití ve spojích

# - Pozemní služby

Již několik desetiletí jsou ve spojové technice důležité tzv. radioreléové spoje. Informace je v této síti přenášena mezi mikrovlnným vysílačem a přijímačem pomocí směrovaného svazku mikrovlnné energie. Pro vytvoření mikrovlnného svazku se používají zpravidla parabolické nebo trychtýřové antény, které umožňují dosáhnout šířky svazku řádově jednotky stupně.

# - Satelitní spoje

Velmi perspektivní komunikační technika, která pro přenos mikrovlnného signálu mezi dvěma nebo více pozemskými stanicemi využívá satelitní transponder. Pro tyto účely jsou nejvýhodnější tzv. geostacionární satelity, které mají oběžnou dráhu navrženu tak, že z hlediska pozorovatele je satelit stále na stejném místě. Anténa pozemské stanice se jednorázově nasměruje na požadovaný satelit a nemusí být vybavena nákladným sledovacím zařízením. Volba mikrovlnného signálu pro satelitní spoje není náhodná. Důvodem je kromě jiného to, že signál v mikrovlnném kmitočtovém pásmu prochází ionosférou, která se pro nižší kmitočty chová jako reflektor. Dále pak je důležitá možnost dosáhnout dosti úzkého svazku s anténou o přijatelných rozměrech, dnes zpravidla menších než 1 m.

#### - Mobilní telefony

Bývají provozovány v kmitočtových pásmech 400 resp. 900 MHz. Představují významný rozvoj v komunikační technice, protože umožňují uživatelům velmi operativně řešit různé situace z libovolného místa. V současné době se však diskutuje i jejich možné působení na biologickou tkáň.

#### Navigace a doprava

#### - Navigace

Radar pracující v mikrovlnném pásmu reprezentuje často využívaný navigační prostředek. Jeho využití může být velmi mnohostranné, uveďme např. řízení letového provozu, navigace a bezpečnost dopravy, atd. Důležité jsou i satelitní navigační systémy, využívané pro lodní dopravu a postupně schopné podporovat navigaci i menších dopravních prostředků, např. kamionů.

#### - Kontrola a řízení dopravy

Mikrovlnné senzory umožňují sledovat intezitu provozu na dopravních trasách a tím mohou být účinnou pomůckou pro řízení dopravy. Jiné typy senzorů pak mohou plnit další funkce v oblasti bezpečnosti dopravy - např. "anti-collision" radary, senzory pro sledování kluzkosti povrchu vozovky, atd.

#### Základní i aplikovaný výzkum

# - Urychlovače částic

Vysokofrekvenční resp. mikrovlnné obvody jsou také obsaženy v různých typech urychlovačů částic, a to jak lineárních, tak i kruhových (tj. např. synchrotron, cyklotron, betatron) urychlovačích. Tyto jsou využívány např. pro tzv. radioterapii, výzkum vlastností materiálů, defektoskopii, implantace iontů, atd.

#### - Radiometrie v astronomii

Mikrovlnné radiometry jsou využívány pro výzkum vesmíru. Lze s nimi monitorovat aktivitu hvězd nebo eventuálně různých oblastí vesmíru. Mnohaleté výzkumy a měření šumové teploty vesmírného pozadí přinesly výsledky, které podporují teorii vzniku vesmíru tzv. "velkým třeskem".

#### - Dálkový průzkum Země

Mikrovlnné radiometry umístěné na umělém satelitu nebo letadle mohou měřit šumovou teplotu vyzařovanou z povrchu Země. Na základě takovýchto měření pak je možné vyhodnotit určité zajímavé parametry, např. vlhkost půdy, v polárních oblastech rozlišit starý a nový sníh, změřit teplotu půdy i oceánů, a pod. Na rozdíl od optických radiometrů mohou mikrovlnné radiometry snímat povrch Země, i když je sledovaná oblast pokryta mraky.

#### Mikrovlnná zařízení v domácnostech

#### - Mikrovlnné sporáky

Mikrovlnné sporáky pronikají do domácností a jejich obliba je vyvolána možností rychlého ohřevu potravy a značných energetických úspor při vaření. Dále je uváděno nižší ničení vitamínů v potravě. Méně už se hovoří o některých nevýhodách. Např. v důsledku kratšího tepelného zpracování a případně též v důsledku nehomogenity prostorového rozložení teploty při ohřevu nemusí tento způsob přípravy potravy zničit bakterie tak dokonale, jako klasické vaření.

# - Satelitní vysílání rozhlasu a televize

Velmi populární je satelitní vysílání a příjem televizního resp. rozhlasového signálu, které umožnuje majitelům přijímače sledovat desítky televizních programů z celé Evropy. Toto vysílání jde dnes přes několik satelitů, z nichž pravděpodobně nejznámější je ASTRA. V Praze je kvalitní příjem signálu ze satelitů díky její poloze nepříliš vzdálené od zemí EU, které zajišťují pokrytí svého území satelitním signálem. Mikrovlnné pásmo je zde nezbytné jak díky svým specifickým vlastnostem šíření elektromagnetických vln, tak i již přijatelným rozměrům antén. Silnější satelitní vysílače je v Praze možné sledovat s anténami o průměru přibližně jen 30 cm.

# Mikrovlnné senzory a diagnostika

#### - Mikrovlnné senzory

Různé typy senzorů na mikrovlnné bázi umožňují realizovat snímače pro velmi různorodé aplikace. Na principu Dopplerova efektu lze realizovat mikrovlnné senzory pro měření rychlosti nebo její změny, eventuálně senzory pro zjišťování pohybu v určité oblasti. Jiné typy senzorů umožňují rychlé měření vlhkosti, což je dobře využitelné pro technologie, kde určitý polotovar má mít definovaný obsah vody. Měření vlhkosti půdy nebo kulturních plodin je atraktivní např. i pro zemědělství.

#### - Mikrovlnná tomografie

V technické a lékařské praxi se již delší dobu využívá v diagnostice tzv. tomografie na bázi ionizujícího záření resp. na bázi ultrazvuku. Další z možností, která se ještě v praxi nevyužívá, ale některé laboratoře na jejím rozvoji pracují, je mikrovlnná tomografie.

#### Lékařské aplikace mikrovlnné techniky

# Mikrovlnná hypertermie (využití v onkologii)

Využití pro léčbu nádorových onemocnění. Biologický princip využívá toho, že některé nádorové buňky jsou citlivé na teplotu vyšší než 42 °C, zatímco zdravé buňky zpravidla přežívají zvýšení teploty až do 45 °C. Takže ohřev oblasti nádoru na teploty 42 až 45 °C selektivně ničí nádorové buňky. Podrobněji popíšeme v následujím textu.

# Mikrovlnná diatermie (využití při rehabilitacích a fyzikální léčbě)

Podobně jako u hypertermie i zde léčebný účinek je vyvolán na principu ohřevu biologické tkáně, avšak na teploty nižší - zpravidla jen do 41 °C. Využívá se pro léčbu bolestí u některých revmatických a degenerativních onemocnění a též pro léčbu chronických zánětů rezistentních na antibiotika. Využití je možné např. při kombinované léčbě neplodnosti u žen (tj. aplikace v oblasti gynekologie).

# Mikrovlnná termokoagulace (využití v urologii)

Ohřev na teploty vyšší než 45 °C. Jako příklad můžeme uvést u mužů mikrovlnnou léčbu prostaty, která může nahradit komplikovanou operaci.

# Mikrovlnná angioplastika (využití v kardiologii)

Je příkladem možnosti využití mikrovlnného zařízení v kardiologii. Metoda využívá kateter zakončený balonkem a doplněný mikrovlnnou antenkou, který se zavede do částečně nebo zcela blokované cévy. Teplo získané mikrovlnnou energií umožňuje bezpečněji odstranit sklerotické pláty usazené na stěnách cév.

# Mikrovlnný skalpel (využití v chirurgii)

Při některých chirurgických operacích bývá jedním z problémů ztráta krve pacienta. Konstrukce mikrovlnného skalpelu obsahuje speciální rezonátor, který umožňuje vyzářit energii do operované tkáně. V důsledku absorbce této energie se povrchová vrstva tkáně v řezu ohřívá až vznikne tenká krusta, která snižuje krvácení.

#### Rostoucí implanty (využití v chirurgii)

V případech, kdy jsou dětem voperovány náhrady kostí, kloubů nebo umělých prvků některých orgánů dětských pacientů, musí se operace zpravidla jednou nebo i několikrát opakovat, aby se implant vyměnil za větší. Speciální konstrukcí různých typů takovýchto implantů je možné dosáhnout změny rozměrů mikrovlnným impulsem směrovaným do tohoto implantu přímo v těle pacienta.

### Další možnosti využívání mikrovln v medicíně

Kromě již zmíněných léčebných metod může být termoterapeutická souprava v upravené podobě využita i k dalším lékařským účelům, např. pro rychlejší rozmrazení biologické tkáně po kryogenních operacích, podpora diagnostiky nádorů (při působení mikrovlnné energie se jejich teplota zvyšuje rychleji než u zdravé tkáně), jsou zkoumány možnosti využití celotělové termoterapie pro léčbu AIDS, neboť virus HIV je velmi citlivý na zvýšenou teplotu. Jsou zkoumány i některé další možnosti v oblasti diagnostických metod, využívajících základní mikrovlnné snímací principy, zatím se ale rozsáhleji nevyužívají.

Obecně bychom mohli do diskutovaného oboru zahrnout i speciální mikrovlnné díly lékařských přístrojů, jejichž celkový léčebný resp. diagnostický princip není založen na mikrovlnné technice (viz např. vlnovodný systém v lineárních urychlovačích pro radioterapii a specielní mikrovlnné senzory). Také problematika přímých účinků EM pole na biologické subjekty a možnosti jejich lékařského využití jsou ve světě dosti intenzivně studovány, zatím se však ještě nedospělo do stádia systematického využívání v medicině.

# 2. INTERAKCE ELEKTROMGNETICKÉHO POLE S BIOLOGICKOU TKÁNÍ

Jak vyplyne z dalších kapitol těchto skript, základy mikrovlnné techniky jsou odvozeny od teorie elektromagnetického pole, např. vybuzení a vedení elektromagnetických vln pomocí různých typů mikrovlnných vedení a vlnovodů, atp [1]. Mnohé aplikace mikrovlnné techniky, např. průmyslový ohřev a vysoušení, resp. mikrovlnná termoterapie v lékařských aplikacích, využívají mikrovlnného ohřevu, tj. vyzáření vf. energie do oblasti ztrátového dielektrika, kde se tato energie přemění na teplo.

# Základní rovnice elektromagnetického pole

Výpočet veličin elektromagnetického pole znamená řešit známé Maxwellovy rovnice, které jsou základními rovnicemi elektrodynamiky. Jejich zápis v diferenciálním tvaru je dán následujícími rovnicemi, které uvádíme nejprve ve tvaru pro obecnou časovou závislost. Jde o soubor rovnic, z nichž první dvě jsou tzv. hlavní Maxwellovy rovnice a vyjadřují vazbu mezi elektrickým a magnetickým polem

$$rot \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{J}_{v} \tag{2.1}$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \tag{2.2}$$

Historicky je první rovnice zobecněním Biot-Savartova zákona, druhá z těchto rovnic pak je odvozena od Faradayova zákona elektrické indukce. Řešení problémů elektromagnetického pole znamená řešit soustavu těchto dvou parciálních diferenciálních rovnic. Další dvě rovnice bývají nazývány jako tzv. doplňující Maxwellovy rovnice. Umožňují určit počáteční a okrajové podmínky a tím i jednoznačné řešení soustavy prvních dvou Maxwellových rovnic

$$\operatorname{div} \mathbf{D} = \rho \tag{2.3}$$

$$\operatorname{div} \mathbf{B} = 0 \tag{2.4}$$

následující tři rovnice, tzv. materiálové, umožňují řešit Maxwellovy rovnice v tzv. nehomogenním prostředí

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} \tag{2.5}$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \tag{2.6}$$

$$\boldsymbol{J}_{v} = \sigma \boldsymbol{E} \tag{2.7}$$

Jak je známo, Maxwellův přínos k teorii elektromagnetického pole spočívá především v tom, že jako první pochopil vazbu mezi výše uvedenými rovnicemi, které v jeho době již byly samostatně známé. Po nezbytných úpravách jednotlivých rovnic vytvořil výše uvedenou soustavu rovnic.

Ve výše uvedených rovnicích je  $\boldsymbol{H}$  vektor intenzity magnetického pole,  $\boldsymbol{E}$  značí vektor intenzity elektrického pole,  $\boldsymbol{D}$  a  $\boldsymbol{B}$  jsou vektory indukce elektrického resp. magnetického pole.  $\boldsymbol{J}_{v}$  je vektor hustoty vodivého proudu, t je čas a  $\rho$  je hustota volného prostorového náboje. Důležitou roli hrají tzv. materiálové konstanty:

- $-\varepsilon$  je permitivita prostředí,
- $-\mu$  je permeabilita prostředí,
- $-\sigma$  je měrná elektrická vodivost prostředí.

Hodnotu permitivity  $\varepsilon$  a permeability  $\mu$  můžeme dále rozepsat známým způsobem

$$\varepsilon = \varepsilon_o \varepsilon_r \tag{2.8}$$

kde  $\varepsilon_0$  je permitivita vakua

$$\varepsilon_o = \frac{10^7}{4\pi c^2} = 8,854188 \cdot 10^{-12}$$
 [F.m<sup>-1</sup>]

a  $\varepsilon_r$  je relativní permitivita daného prostředí. Dále pak

$$\mu = \mu_o \mu_r \qquad , \tag{2.9}$$

kde  $\mu_0$  je permeabilita vakua

$$\mu_o = 4\pi \, 10^{-7} = 1,256 \, 637 \cdot 10^{-6}$$
 [H.m<sup>-1</sup>]

a  $\mu_r$  je relativní permeabilita daného prostředí.

V rámci tohoto předmětu a tedy i tohoto skripta se budeme nadále zabývat výhradně jen harmonickým průběhem všech časově proměnných veličin elektromagnetického pole. Okamžité hodnoty intenzit elektrického a magnetického pole pak můžeme symbolicky zapsat ve tvaru

$$E(u, v, z, t) = E(u, v, z)e^{j\omega t}$$
(2.10)

$$\mathbf{H}(u, v, z, t) = \mathbf{H}(u, v, z)e^{j\omega t} \qquad . \tag{2.11}$$

Vektorové funkce E(u,v,z) a H(u,v,z) jsou tzv. fázory vektorů intenzity elektrického a magnetického pole (též se používá označení komplexní amplituda). Jak je vidět ze zápisu předchozích rovnic, fázory jsou funkcí prostorových souřadnic avšak nezávisí na čase. Při harmonickém časovém průběhu můžeme tedy psát první dvě Maxwellovy rovnice ve fázorovém tvaru

$$rot \mathbf{H} = \mathbf{J}_{v} + j\omega \mathbf{D} = \sigma \mathbf{E} + j\omega \varepsilon \mathbf{E}$$
 (2.12)

$$rot \mathbf{E} = -j\omega \mathbf{B} = -j\omega \mu \mathbf{H} \qquad (2.13)$$

Tvar zápisu ostatních Maxwellových rovnic se pro případ harmonického průběhu veličin nemění.

# Druhy prostředí

# - Prostředí lineární resp. nelineární

Pokud makroskopické parametry  $\varepsilon$ ,  $\mu$  a  $\sigma$  nejsou závislé na velikosti vektorů elektromagnetického pole, tj. vztahy  $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$  a  $\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E}$  jsou lineární, pak hovoříme o lineárním prostředí. Existují však prostředí, např. feromagnetika nebo feroelektrika, kde parametry  $\varepsilon$ ,  $\mu$  a  $\sigma$  jsou závislé na hodnotě intenzity magnetického nebo elektrického pole (zpravidla při velkých hodnotách těchto vektorů). Pak jde o prostředí nelineární.

#### - Prostředí homogenní resp. nehomogenní

Pokud ve studované oblasti jsou hodnoty makroskopických parametrů  $\varepsilon$ ,  $\mu$  a  $\sigma$  konstantní, pak hovoříme o homogenním prostředí. Naopak, pokud se ve studované oblasti nacházejí alespoň dvě prostředí, která se liší v jednom z těchto parametrů, pak jde o prostředí nehomogenní.

# - Prostředí izotropní resp. anizotropní

Pokud jsou vlastnosti prostředí stejné pro elektromagnetické pole libovolného směru, hovoříme o prostředí izotropním. V takovém prostředí jsou vektory  $\boldsymbol{B}$  a  $\boldsymbol{H}$ , vektory  $\boldsymbol{D}$  a  $\boldsymbol{E}$  resp. vektory  $\boldsymbol{J}_{v}$  a  $\boldsymbol{E}$  paralelní. Rozložíme-li např. vektor magnetické indukce  $\boldsymbol{B}$  do tří složek kartézských souřadnic, potom platí

$$\boldsymbol{B}_{x} = \mu \boldsymbol{H}_{x}$$
,  $\boldsymbol{B}_{y} = \mu \boldsymbol{H}_{y}$ ,  $\boldsymbol{B}_{z} = \mu \boldsymbol{H}_{z}$ . (2.14)

Existují však prostředí, která mají pro elektromagnetické pole v různých směrech různé vlastnosti. Taková prostředí jsou označována jako anizotropní. Např. v anizotropním magnetiku platí

$$\mathbf{B}_{x} = \mu_{xx} \, \mathbf{H}_{x} + \mu_{xy} \, \mathbf{H}_{y} + \mu_{xz} \, \mathbf{H}_{z} 
\mathbf{B}_{y} = \mu_{yx} \, \mathbf{H}_{x} + \mu_{yy} \, \mathbf{H}_{y} + \mu_{yz} \, \mathbf{H}_{z} 
\mathbf{B}_{z} = \mu_{zx} \, \mathbf{H}_{x} + \mu_{zy} \, \mathbf{H}_{y} + \mu_{zz} \, \mathbf{H}_{z}$$
(2.15)

To znamená, že každá složka vektoru magnetické indukce závisí obecně na všech třech složkách intenzity magnetického pole. Z toho je zřejmé, že v tomto případě vektory **B** a **H** nejsou paralelní. Pro zjednodušení se obvykle používá zápis

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \tag{2.16}$$

a analogicky pro elektrické pole

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} \tag{2.17}$$

kde  $\mu$  a  $\varepsilon$  jsou tzv. tenzory permeability resp. permitivity.

#### - Prostředí ztrátové resp. bezeztrátové

Parametry  $\varepsilon$  a  $\mu$  mohou mít též komplexní charakter. Komplexní permitivitu můžeme vyjádřit přímo z Maxwellových rovnic. Pro bezeztrátové dielektrikum ( $\sigma$ = 0) platí vztah

$$rot \mathbf{H} = j\omega \varepsilon \mathbf{E} \tag{2.18}$$

Pokud nelze ztráty prostředí zanedbat, tj.  $\sigma \neq 0$ , pak platí

$$rot \mathbf{H} = (\sigma + j\omega \varepsilon)\mathbf{E} \tag{2.19}$$

neboli po úpravě

$$rot \mathbf{H} = j\omega(\varepsilon - j\frac{\sigma}{\omega})\mathbf{E}$$
 (2.20)

Výraz v závorce je označován jako komplexní permitivita  $\varepsilon$ 

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$$
 kde  $\varepsilon'' = \frac{\sigma}{\omega}$  (2.21)

Vztah (2.21) bývá často používán také v následujícím tvaru

$$\varepsilon = \varepsilon'(1 - jtg\delta)$$
 kde  $tg\delta = \frac{\sigma}{\omega \varepsilon'}$  (2.22)

je činitel ztrát v daném dielektrickém prostředí. V obecném případě může mít komplexní charakter i permeabilita, tu pak vyjadřujeme rovnicí

$$\mu = \mu' - j\mu'' \tag{2.23}$$

resp. i vodivost

$$\sigma = \sigma' - i\sigma'' \qquad . \tag{2.24}$$

Parametry prostředí se mohou měnit i v závislosti na frekvenci, tj. prostředí může vykazovat frekvenční disperzi. Příčina této disperze je v tom, že hodnoty vektorů  $\textbf{\textit{D}}$  a  $\textbf{\textit{B}}$  nejsou určeny pouze okamžitými hodnotami vektorů  $\textbf{\textit{E}}$  a  $\textbf{\textit{H}}$ , ale i jejich hodnotami v předcházejících časových intervalech. Existence a fyzikální smysl závislosti  $\varepsilon_r$  na frekvenci je zcela zřejmý v mezním případě, kdy  $\omega \to \infty$ , neboť při extrémně rychle se měnících polích nemůže vzniknout žádná změna v polarizaci dielektrika a tedy  $\varepsilon_r \to 0$ . Podrobnější diskuse problému frekvenční disperze parametrů prostředí je uvedena např. ve skriptech: "Mikrovlnné aplikátory pro lékařské účely".

# 2.1. Řešení Maxwellových rovnic pro mikrovnná vedení a vlnovody

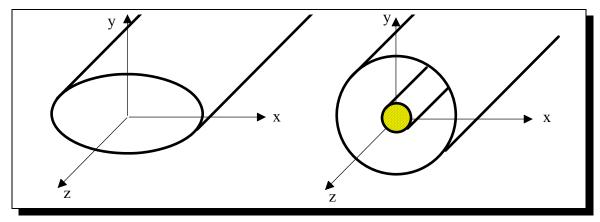
Pro naše další úvahy bude užitečné upozornit na konvenci, která se týká pojmů vedení a vlnovod. Z teorie elektromagnetického pole (viz např. [1, 12, 13]) je známo, že jeho energie se může šířit formou vlny:

- TEM (<u>transverzálně elektromagnetická vlna</u>) složky elektrického i magnetického pole jsou kolmé ke směru šíření, neexistuje podélná složka (podobně jako v případě tzv. rovinné vlny). V tomto případě nazýváme přenosovou strukturu vedením.
- TE (transverzálně elektrická vlna) pole elektrické má jen příčné složky, pole magnetické má i složku
  podélnou. Přenosovou strukturu pak označíme jako vlnovod (např. obdélníkový, kruhový,
  koaxiální atp.).
- **TM** (<u>transverzálně magnetická vlna</u>) pole magnetické má jen příčné složky, elektrické pole má i složku podélnou. Přenosovou strukturu pak také označíme jako vlnovod.

Například obdélníková nebo kruhová vodivá trubka resp. trubka obecného průřezu bude vždy vlnovodem, protože TEM vlna se uvnitř nemůže šířit. Dvou a vícevodičová struktury, např. koaxiální vedení, může z tohoto hlediska být jak vedením tak i vlnovodem, jak uvidíme v dalším výkladu.

V dalších úvahách budeme hledat obecné řešení Maxwellových rovnic pro specifický případ přenosu vln TEM, TE a TM vlnovodem resp. mikrovlnným vedením. Pro názornost ukážeme postup pro případ pravoúhlého souřadného systému. Pro jiné souřadné systémy, např. cylindrický, by postup byl analogický. V našich dalších úvahách budeme předpokádat, že:

- podélná osa vlnovodu resp. mikrovlného vedení je rovnoběžná s osou z,
- prostředí, v němž se vlna šíří, je nevodivé, homogenní, isotropní a lineární,
- uvažované vlnovody a vedení jsou uniformní (konstantní tvar i rozměry podél osy z),
- uvažované vlnovody a vedení jsou nekonečně dlouhé,
- uvažované vlnovody a vedení jsou bezeztrátové (vliv ztrát prodiskutujeme později),
- časová závislost je dána harmonickým průběhem všech uvažovaných veličin, tj. e<sup>-jot</sup>,
- šíření vln v kladném směru podél osy z.



Obr. 2.1 . Příklad vlnovodu (a) a mikrovlnného vedení (b), jejichž podélná osa je rovnoběžná s osou z

Pak můžeme vyjádřit elektrické a magnetické pole výrazem, ve kterém lze specifikovat závislost veličin elektromagnetického pole na souřadnici z následujícím způsobem

$$\boldsymbol{E}(u,v,z) = \left[\boldsymbol{E}_{p}(u,v) + \boldsymbol{z}\boldsymbol{E}_{pz}(u,v)\right] e^{-\mathrm{j}\beta z}$$
(2.25)

$$\boldsymbol{H}(u,v,z) = \left[\boldsymbol{H}_{p}(u,v) + z\boldsymbol{H}_{pz}(u,v)\right] e^{-\mathrm{j}\beta z} \qquad , \tag{2.26}$$

kde  $E_p(u,v)$  a  $H_p(u,v)$  značí příčné (transverzální) složky elektrického resp. magnetického pole, zatímco  $E_{pz}(u,v)$  a  $H_{pz}(u,v)$  jsou podélné složky elektrického resp. magnetického pole. Příčný směr je v těchto úvahách dán obecnými souřadnicemi u a v. Například pro kartézský souřadný systém bychom příčné souřadnice značili x a y, pro válcové souřadnice se pak obvykle používá souřadnic r a  $\varphi$ .

Ve výše uvedeném vzorci se elektromagnetická vlna šíří v kladném směru osy z. Pro šíření v záporném směru osy z by znaménko exponentu bylo kladné, tedy  $e^{j\beta z}$ . V případě kdy vedení bude mít nezanedbatelné ztráty (na vodivém plášti resp. v dielektriku), pak konstanta šíření bude mít komplexní charakter a exponent j $\beta$  musíme nahradit výrazem  $\gamma = a + j\beta$ . Za předpokladu, že na vedení nebo ve vlnovodu nejsou žádné zdroje budící elektromagnetické pole, pak můžeme Maxwellovy rovnice pro harmonický průběh všech veličin napsat ve tvaru

$$rot \mathbf{E} = -\mathbf{j}\omega\mu\mathbf{H} \tag{2.27}$$

$$rot \mathbf{H} = j\omega \varepsilon \mathbf{E} \tag{2.28}$$

Pro další úvahy zvolíme pro jednoduchost kartézský souřadný systém. Pokud závislost uvažovaných veličin na souřadnici z bude dána funkcí  $e^{-j\beta z}$ , pak můžeme tyto dvě vektorové rovnice rozepsat na soustavu rovnic pro jednotlivé složky následujícím způsobem

$$E_{x} = -\frac{j\omega \mu}{k_{c}^{2}} \left( \frac{\partial H_{z}}{\partial y} + \frac{\beta}{\omega \mu} \frac{\partial E_{z}}{\partial x} \right)$$

$$E_{y} = -\frac{j\omega \mu}{k_{c}^{2}} \left( \frac{\beta}{\omega \mu} \frac{\partial E_{z}}{\partial y} - \frac{\partial H_{z}}{\partial x} \right)$$

$$H_{x} = \frac{j\omega \varepsilon}{k_{c}^{2}} \left( \frac{\partial E_{z}}{\partial y} - \frac{\beta}{\omega \varepsilon} \frac{\partial H_{z}}{\partial x} \right)$$

$$H_{y} = -\frac{j\omega \varepsilon}{k_{c}^{2}} \left( \frac{\beta}{\omega \varepsilon} \frac{\partial H_{z}}{\partial y} + \frac{\partial E_{z}}{\partial x} \right)$$
(2.29)

V dalším postupu můžeme využít toho, že kartézská soustava splňuje podmínky pro separaci obecného pole na vlny TE a TM vůči směru šíření, tj. vůči ose z.

# Vlny TE a TM

Dalším studiem rovnic (2.29) lze odvodit, že pokud  $E_z = 0$  a  $H_z$  je nenulová, pak je vybuzena vlna transverzálně elektrická (TE). Analogicky, pokud  $H_z = 0$  a  $E_z$  je nenulová, pak vznikne vlna transverzálně magnetická (TM).

Pokud současně platí  $E_z = 0$  a  $H_z = 0$ , pak z rovnic (2.29) zdánlivě plyne, že i všechny příčné složky budou rovny nule. Protože ale současně platí  $k_c = 0$ , dostáváme neurčitý výraz a další úvahy vedou na vlny transverzálně elektrickomagnetické (TEM).

Všechny složky elektromagnetického pole lze tedy vyjádřit pomocí složek vektorů E a H ve směru osy z, tedy složek  $E_z$  a  $H_z$ . Stačí tedy vyřešit jen skalární vlnové rovnice pro tyto dvě složky; navíc je řešíme jen pro dvě proměnné, např. v kartézském systému pro proměnné x a y.

V předchozích úvahách jsme uvažovali závislost veličin vybuzených ve vlnovodu v závislosti na podélné souřadnici z. Úpravami můžeme ukázat závislost jednotlivých veličin na kmitočtu

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = k\sqrt{1 - \frac{k_c^2}{k^2}} = k\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \quad , \tag{2.30}$$

kde  $k_c$  je konstanta příčného průřezu,  $f_c$  mezní frekvence, k vlnové číslo a f frekvence. Výraz pod odmocninou určuje kmitočtovou závislost veličin ve vlnovodu. Tuto vlastnost nazýváme disperze.

$$k_c^2 = k^2 - \beta^2 \tag{2.31}$$

Tato rovnice musí být řešena pomocí okrajových podmínek.

# Vlny TEM

Obecné mikrovlnné vedení, které má v průřezu dva nebo více vodičů, umožňuje přenášet elektromagnetickou vlnu tak, že základní veličiny (skupinová a fázová rychlost, vlnová délka na vedení, charakteristická impedance, atd.) nejsou závislé ani na frekvenci, ani na rozměrech a tvaru průřezu tohoto vedení. Vlastnosti a způsob šíření této vlny jsou závislé jen na parametrech dielektrického prostředí, tj. na  $\mu$  a  $\varepsilon$ . Povrch vedení je v určitém časovém okamžiku a při z= konst. ekvipotenciálou. To vyplývá z toho, že vlnová rovnice pro funkci příčných souřadnic T se zredukuje při  $k_c=0$  na tzv. Laplaceovu rovnici

$$\Delta T = 0 (2.32)$$

Je nutné si uvědomit, že možnost šíření vlny TEM nevylučuje při vyšších frekvencích současné vybuzení a šíření vidů TM a TE, které mají mezní vlnovou délku a všechny ostatní vlastnosti, typické pro šíření ve vlnovodech. V technické praxi se ale zpravidla snažíme zabránit šíření těchto vlnovodných vidů, neboť obecně jsou nevýhodné ve srovnání s vlnou TEM. Pro danou frekvenci např. vlně TEM postačí menší rozměry vedení a mají jednodušší rozložení elektromagnetického pole. Vlny TEM se vyznačují tím, že  $E_z=0$  a  $H_z=0$ . Ostatní složky elektromagnetického pole pak je třeba vyjádřit pro každé mikrovlnné vedení. Rovnice (2.29) proto musíme řešit jiným způsobem, než jsme použili pro případ vln TE a TM. Dosadíme-li do těchto rovnic již uvedenou podmínku  $E_z=0$  a  $H_z=0$ , pak dostáváme následující rovnice

$$\beta = k = \omega_{\circ} / \overline{\mu \varepsilon} \qquad => \qquad k_c = 0 \tag{2.33}$$

a dále též rovnice, které určují vzájemný vztah a vazby mezi příčnými složkami elektrického a magnetického pole

$$j\beta E_{y} = -j\omega\mu H_{x} \qquad \frac{\partial E_{y}}{\partial x} - \frac{\partial E_{x}}{\partial y} = 0$$

$$j\beta E_{x} = j\omega\mu H_{y} \qquad \frac{\partial H_{y}}{\partial x} - \frac{\partial H_{x}}{\partial y} = 0$$
(2.34)

Opět tedy stačí řešit vlnovou rovnici jen pro jednu z těchto složek a z předchozích rovnic pak vypočteme ostatní složky. Pak můžeme zapsat nový výraz

$$\Delta_t E_p(x, y) = 0 (2.35)$$

To vyjadřuje skutečnost, že příčné elektrické pole dané vektorem  $E_p$  vyhovuje Laplaceově rovnici. Podobně by bylo možné ukázat, že i příčné magnetické pole bude vyhovovat Laplaceově rovnici

$$\Delta_t \boldsymbol{H}_p(x, y) = 0 \tag{2.36}$$

# 2.2. Mikrovlnná vedení a vlnovody

Princip a konstrukce mikrovlnných obvodů jsou zpravidla založeny na využití úseků vedení s rozloženými parametry. Proto je možné považovat teorii vedení za jeden ze základních principů mikrovlnné techniky.

Pro přenos signálu resp. energie v mikrovlnném pásmu lze obecně použít různé typy vedení. Nejčastěji používané typy jsou znázorněny na obr. 2.2 až 2.4. V již zmíněných skriptech [1] jsou popsány jejich základní vlastnosti včetně znázornění rozložení jejich elektromagnetického pole (kromě mikropáskového vedení). My se v rámci tohoto předmětu zaměříme na podrobnější popis vlastností těchto vedení a zejména na možnosti jejich využití v technické praxi.

# Základní typy mikrovlnných vedení a vlnovodů

Mikrovlnná technika využívá v současné době mnoha rozdílných typů vlnovodů a vedení. Jejich vlastnosti, posuzované podle různých parametrů, se mohou velmi lišit. Lze je rozdělit do tří základních skupin:

<u>- elektrické vlastnosti:</u> - měrný útlum

- maximální výkon, který lze přenášet

<u>- mechanické vlastnosti</u>: - váha

- rozměry

ekonomické aspekty: - vhodnost pro sériovou výrobu

- cena výroby

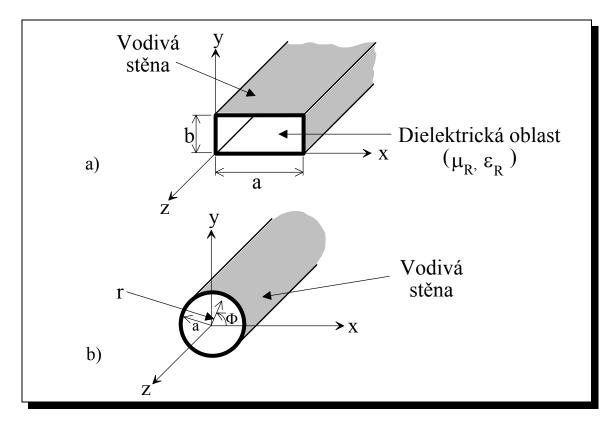
# Vlnovody

Vlnovod je kovová trubka s libovolným tvarem příčného průřezu, nejčastěji se ale samozřejmě používá vlnovod obdélníkový nebo kruhový, viz obr. 2.2. Trubkové vlnovody patří dnes již ke klasické mikrovlnné technice.

Vlnovody umožňují přenos elektromagnetické energie formou harmonické vlny až nad tzv. mezním kmitočtem (jde o obvod typu horní propust). Tzv. jednovidý přenos energie ve vlnovodu formou vybraného TE resp. TM vidu se využívá řádově v pásmu od stovek MHz až do stovek GHz. Směrem k nižším kmitočtům by rozměry a váha byly značně velké, čímž se vlnovod stává nepoužitelným pro běžné technické aplikace. Směrem k vyšším kmitočtům pak rozměry vlnovodu budou řádově desetiny milimetru, což je technologicky velmi komplikované. Proto se pro kmitočtová pásma vyšší než 100 GHz používá tzv. nadrozměrných vlnovodů, které přenášejí vyšší vidy.

Vlnovod nabízí nejmenší ztráty přenášené elektromagnetické energie, možnost přenosu největšího výkonu, mimořádně široké přenášené frekvenční pásmo a zcela potlačené vyzařování přenášené energie do okolního prostoru. Těmito vlastnostmi se stále prosazuje proti všem modernějším typům mikrovlnných vedení.

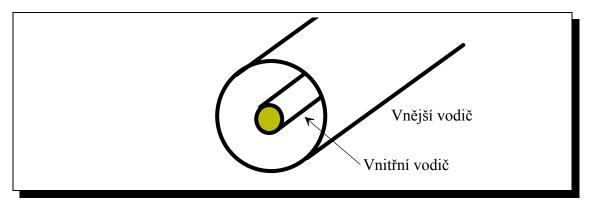
Nevýhodou vlnovodné techniky je značně drahá výroba oproti mikrovlnné integrované technologii (např. mikropáskovému vedení), protože svoji podstatou vyžaduje komplikovanou výrobu jednotlivých obvodů. Vlnovodná technika není ideální pro sériovou výrobu, avšak pro své vynikající elektrické parametry (minimální útlum a maximální přenášený výkon) se hodí pro realizaci obvodů pro extrémně náročné aplikace, kde cena není rozhodujícím parametrem.



Obr. 2.2. Obdélníkový (a) a kruhový (b) vlnovod.

# Koaxiální vedení

Koaxiální vedení, viz obr. 2.3, je také velmi často používáno pro realizaci různých typů mikrovlnných obvodů, avšak je nutné počítat s vyšším útlumem. Výhodou oproti vlnovodu je ovšem možnost přenášet celé frekvenční spektrum již od nejnižších frekvencí.



Obr. 2.3. Koaxiální vedení.

# Vedení pro mikrovlnné integrované obvody

Zavedení mikrovlnných integrovaných obvodů (MIO) do mikrovlnné techniky je jedním z nejvýznamnějších technických pokroků v této oblasti v posledních letech.

#### Pásková vedení

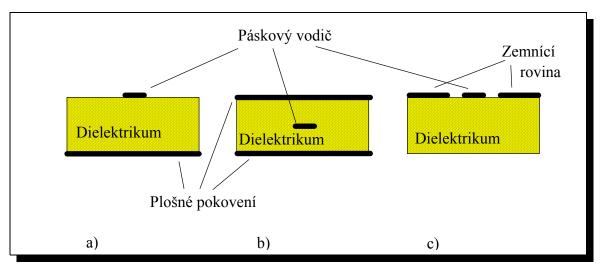
Z hlediska realizace velkých sérií mikrovlnných obvodů a jejich miniaturizace jsou výhodné různé typy páskových vedení. Umožňují zmenšit rozměry, váhu a příkon a zlepšit spolehlivost mikrovlnných zařízení. Používají se nejen v oblastech tradičních mikrovlnných aplikací, vzhledem k příznivým vlastnostem a nízké ceně se staly přitažlivými i v mnoha netradičních oblastech (např. různé typy senzorů pro průmyslovou výrobu a dopravu, velmi levné komunikační systémy, domácí příjem satelitního vysílání TV a rozhlasových programů, atd.). Existují tři základní typy MIO:

- monolitické mikrovlnné integrované obvody (MMIO),
- hybridní mikrovlnné integrované obvody (HMIO),
- mikrovlnné integrované obvody s evanescentním videm.

Koncepce monolitických a hybridních MIO vděčí za svůj vznik jednak úspěchům v planární polovodičové technice, jednak rozvoji obvodové techniky kovových pásků na plochém dielektrickém substrátu. Umožňují realizaci různých sestav a podsestav mikrovlnných zařízení využitím vlastností páskového vedení na dielektrickém substrátu, dále též připojení pasivních prvků i aktivních polovodičových prvků k tomuto vedení.

V monolitických MIO se jak pásková vedení, tak i pasivní a aktivní prvky vytvářejí v jednom čipu základního polovodičového materiálu, což představuje nejvyšší stupeň miniaturizace mikrovlnných obvodů (ovšem za cenu potíží při jejich optimálním nastavení).

V hybridních MIO jsou pásková vedení realizována na dielektrických substrátech, vybíraných z hlediska celkové optimalizace. Používá se substrátů na bázi korundu (Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>) nebo na bázi teflonu.



Obr. 2.4. Vedení mikropáskové (a), symetrické páskové (b) a koplanární (c).

V praxi se nejčastěji používá tzv. mikropáskové vedení resp. symetrické páskové vedení, viz obr. 2.4a,b. Podobné výhody má i tzv. koplanární vedení znázorněné na obr. 2.4c. Tato vedení vykazují značně vyšší útlum než vlnovody nebo koaxiální vedení.

Mikrovlnné integrované obvody s evanescentním videm využívají vlnovodů buzených pod mezním kmitočtem. Tím je možné významným způsobem zmenšit rozměry vlnovodného obvodu.

# Společné vlastnosti mikrovlnných vedení a vlnovodů

Podélnou osu uvažovaného vedení nebo vlnovodu orientujme do směru osy z. Příčné souřadnice pak ve shodě se značením obecných křivočarých souřadných systémů označíme u a v (speciálně pak x a y pro pravoúhlý souřadný systém, resp. r a  $\varphi$  pro válcové souřadnice).

Rozložení elektromagnetického pole v obecném mikrovlnném vedení resp. vlnovodu lze určit řešením Maxwellových rovnic bez zdrojů, například metodou separace proměnných. Maxwellovy rovnice nejprve upravíme na homogenní vektorovou vlnovou rovnici pro vektor intenzity elektrického pole E a pro vektor intenzity magnetického pole E

$$\Delta E + k^2 E = 0 \tag{2.37}$$

$$\Delta \mathbf{H} + k^2 \mathbf{H} = 0 \tag{2.38}$$

kde k je vlnové číslo, které můžeme pro bezeztrátové prostředí uvnitř vlnovodu určit dle známého vztahu  $k = \omega \sqrt{\mu \varepsilon}$  pro daný úhlový kmitočet  $\omega$ , permitivitu  $\varepsilon$  a permeabilitu  $\mu$ . Uvedené vlnové rovnice lze řešit několika způsoby. Přímý postup znamená řešit celkem šest skalárních vlnových rovnic vycházejících ze dvou výše uvedených rovnic vektorových (tj. pro každou složku vektorů E a H). Tyto složky jsou však mezi sebou vázány (budí se vzájemně mezi sebou), takže stačí vyřešit jen dvě skalární vlnové rovnice, např. pro složky  $E_z$  a  $H_z$ , viz např. odvození uvedené v ref. [1].

Uveďme řešení vlnové rovnice pro složky vektoru intenzity elektrického pole E resp. složky vektoru intenzity magnetického pole *H*, ze kterých je možné určit zbývající složky pole vlny TM resp. TE. Použijeme metodu separace proměnných, hledáme řešení pro modul zvolených složek  $E_z$  a  $H_z$  ve tvaru součinu dvou funkcí:

$$E_z = E_{pz}(u, v).Z(z)$$
 a  $H_z = H_{pz}(u, v).Z(z)$  , (2.39)

kde Z(z) je funkcí podélné proměnné z. V dalších úvahách proto pro zjednodušení nahradíme funkce  $E_{pz}(u,v)$  a  $H_{pz}(u,v)$  funkcí T(u,v). Dosazením do rovnice (2.39) dostaneme následující výraz

$$\Delta(TZ) + k^2(TZ) = 0 \tag{2.40}$$

a po úpravě můžeme zapsat rovnici 
$$\frac{\Delta T}{T} + \frac{\Delta Z}{Z} + k^2 = 0 \qquad (2.41)$$

ve které první člen je funkcí proměnných (u, v). Druhý člen závisí jen na souřadnici z. Třetí člen je z hlediska souřadnic konstanta. Aby tato rovnice byla splněna v libovolném bodě uvažovaného prostoru, musí být také první i druhý člen roven konstantám, které definujeme rovnicemi odvozenými z předchozí

$$-k_c^2 + \gamma^2 + k^2 = 0 (2.42)$$

takže po separaci proměnných platí

$$\Delta T + k_c^2 T = 0$$

$$\Delta Z - \gamma^2 Z = 0$$
(2.43)
(2.44)

$$\Delta Z - \gamma^2 Z = 0 (2.44)$$

Funkce T je dána typem uvažovaného vedení (tvarem příčného průřezu a rozměry, uspořádáním vodičů a dielektrik), proto je nutné ji určit pro každé vedení zvlášť. Nyní se zaměříme na určení funkce Z, a na diskusi relací mezi konstantami  $k_c$ ,  $\gamma$  a k. Rovnici (2.44) můžeme upravit do následujícího tvaru

$$\frac{d^2Z}{dz^2} - \gamma^2 Z = 0 \tag{2.45}$$

Konstanta šíření  $\gamma$  je obecně komplexní veličina  $\gamma = \alpha + j\beta$ , kde  $\alpha$  je měrný útlum [dB/m] a  $\beta$  značí měrný fázový posun (někdy bývá zvykem nazývat jej fázovou konstantu šíření). Poznamenejme, že tento způsob označení zavedených veličin je běžný v anglo-americké literatuře. V naší a v německé literatuře bývají někdy významy symbolů  $\alpha$  a  $\beta$  vzájemně prohozeny (při studiu odborné literatury je proto vždy třeba zkontrolovat, který způsob značení autor použil).

Obecným řešením pro funkci Z(z) jsou dvě exponenciály, které reprezentují vlnu šířící se v kladném a v záporném směru osy z. Dále lze předpokládat, že ztráty uvažovaného vlnovodu jsou zanedbatelné, tj.  $\alpha = 0$ . Pak  $\gamma = j\beta$  a  $\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2}$ 

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} \quad . \tag{2.46}$$

Z této rovnice pro výpočet fázové konstanty šíření pak plyne důležitá diskuse vlastností obecného mikrovlnného vedení z hlediska přenosu energie v podélném směru:

#### Diskuse frekvenční závislosti přenosových vlastností vlnovodů

Je známo, že přenosové vlastnosti mikrovlnných vedení a vlnovodů jsou závislé na frekvenci. V dalším textu však ukážeme, že u vlnovodů je tato závislost mnohem rozsáhlejší. Zatímco u mikrovlnných vedení závisí na frekvenci jen jejich měrný útlum, u vlnovodů závisí na frekvenci všechny uvažované veličiny. Říkáme, že mají disperzní charakter. Příčiny disperzního chování vlnovodů ukazuje a vysvětluje následující diskuse, ve které budeme studovat chování vlnovodu při jeho buzení na frekvenci f, a to nad i pod mezní frekvencí  $f_c$  zvoleného vidu.

1) Pro  $f > f_c$  tj.  $k > k_c$ , fázovou konstantu šíření  $\beta$  přímo vypočítáme ze vztahu

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2}$$

Funkci Z(z) popisující rozložení elektromagnetického pole v podélném směru vlnovodu lze potom zapsat ve tvaru

$$Z(z) = C_1 \cdot e^{j\beta z} + C_2 \cdot e^{-j\beta z} . (2.47)$$

V tomto případě se vlnovodem šíří harmonická vlna. Její amplituda bude podél vlnovodu konstantní a v jednotlivých referenčních rovinách vlnovodu, resp. pro různé časové okamžiky, se bude měnit fáze studovaných veličin. Připomeňme, že druhý člen na pravé straně rovnice reprezentuje vlnu šířící se ve směru podélné osy vlnovodu (vlna postupná), zatímco první člen představuje vlnu, která se šíří proti směru podélné osy vlnovodu (vlna odražená).

2) Pro 
$$f < f_c$$
 tj.  $k < k_c$ , vyplývá z rovnice (2.46), že 
$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = j|\beta|$$
 (2.48)

a funkci Z(z) pak zapíšeme ve tvaru  $Z(z) = C.\mathrm{e}^{-|\beta|\,z}$ 

$$Z(z) = C \cdot e^{-|\beta|z} \qquad (2.49)$$

Tato situace nastane při buzení vlnovodu pod mezním kmitočtem. veličiny. Jednotlivé veličiny mají podél vlnovodu konstantní fázi, zatímco amplituda se neustále exponenciálně zmenšuje. Jde o stav, kdy nelze přenášet signál nebo energii na větší vzdálenost, avšak jak uvidíme v dalším textu, i v tomto režimu buzení lze nalézt dosti zajímavých možností využití prvků vlnovodné techniky.

Exponenciální pokles veličin elektromagnetického pole buzených ve vlnovodu není důsledek ztrát absorpčního charakteru. V tomto případě jde o tzv. odrazný princip útlumu. Nejsou vytvořeny podmínky pro šíření harmonické vlny, a proto se buzená energie odráží zpět k budicímu prvku.

3) Pro 
$$f = f_c$$
 tj.  $k = k_c$ , pak  $\beta = 0$  a z toho lze určit tzv. mezní (cut-off) frekvenci vlnovodu  $f_c = \frac{c.k_c}{2\pi}$  (2.50) V tomto případě definujeme mezní situaci mezi výše uvedenými případy, kdy je vlnovod buzen právě

na mezním kmitočtu  $f_c$ .

$$Z(z) = C (2.51)$$

Jednotlivé vybuzené veličiny mají podél vlnovodu konstantní amplitudu i fázi.

4) Pro 
$$k_c = 0$$
  $\Rightarrow f_c = 0$  a  $\beta = k$  (2.52)

V tomto případě je tedy mezní kmitočet fc roven nule a na studovaném vedení může existovat harmonicky se šířící vlna pro libovolný budicí kmitočet

$$Z(z) = C_1 \cdot e^{jkz} + C_2 \cdot e^{-jkz} (2.53)$$

Vlnová rovnice se v tomto případě zredukovala na známou Laplaceovu rovnici

$$\Delta H_{pz} = 0 \tag{2.54}$$

resp

$$\Delta E_{pz} = 0 (2.55)$$

která je charakteristická pro řešení dvourozměrných elektrostatických problémů. Povrch vedení při souřadnicích z = konst musí být na konstantním potenciálu.

#### Skupinová a fázová rychlost šíření

Skupinová rychlost šíření elektromagnetické vlny je definována následujícím výrazem

$$v_{sk} = \frac{\partial \omega}{\partial \beta} \qquad v_{sk} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}$$
 (2.56)

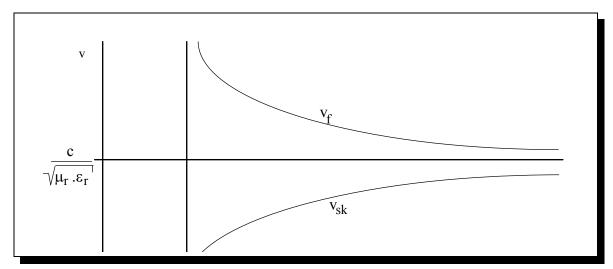
Fázová rychlost šíření je definována

$$v_f = \frac{\omega}{\beta} \qquad v_f = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}$$
 (2.57)

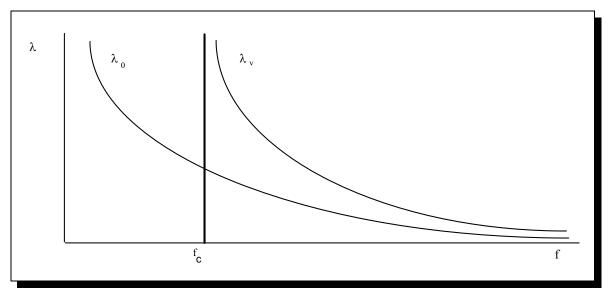
Graficky je možné zobrazit kmitočtovou závislost dvou výše uvedených veličin dle obr. 2.5. Fázové rychlosti šíření elektromagnetické vlny podél mikrovlnného vedení resp. vlnovodu odpovídá tzv. vlnová délka na vedení, kterou můžeme definovat následujícím způsobem

$$\lambda_{\nu} = \frac{\nu_f}{f} \qquad \lambda_{\nu} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \qquad (2.58)$$

Graficky je možné zobrazit kmitočtovou závislost výše uvedené veličiny dle obr. 2.6.



Obr. 2.5. Frekvenční závislost skupinové a fázové rychlosti šíření ve vlnovodu.



Obr. 2.6. Závislost vlnové délky ve volném prostoru  $\lambda_o$  a vlnové délky na vedení  $\lambda_v$  na frekvenci f.

#### Charakteristická a vlnová impedance vedení resp. vlnovodu

Pojem impedance v mikrovlnných obvodech nelze definovat způsobem obvyklým v elektronice, tj. jako poměr napětí a proudu. Důvodem je rozložení napětí a proudu podél uvažovaného vedení v závislosti na zvolené referenční rovině. Definice impedance pro mikrovlnné obvody je proto složitější. Definuje se jednak tzv. vlnová impedance  $Z_v$  a dále též tzv. charakteristická impedance  $Z_o$ . Vlnová impedance je definována jako poměr příčného napětí k podélnému proudu na vedení  $Z_v = \frac{U_{pr}}{I_{pod}}$  . (2.59)

$$Z_{\nu} = \frac{U_{pr}}{I_{pod}} \qquad (2.59)$$

Závisí na typu a rozměrech vedení. Musíme ji proto určit pro každý případ uvažovaného vedení zvlášť. Charakteristická impedance je definována jako poměr vzájemně kolmých příčných složek vektorů intenzity elektrického a magnetického pole.  $Z_o = \frac{E_t(u)}{H_t(v)} \quad .$ 

$$Z_o = \frac{E_t(u)}{H_t(v)} \qquad (2.60)$$

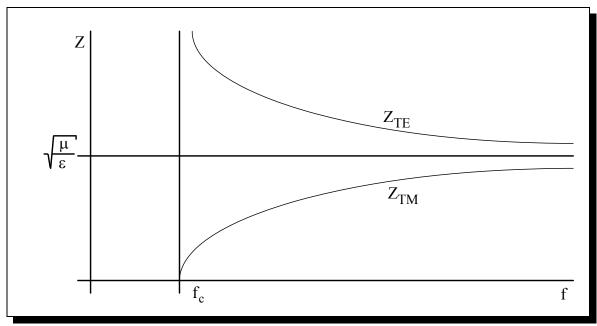
Pro případ vlnovodu pak lze využívat následující výrazy
$$Z_o = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \frac{1}{\sqrt{1 - v^2}} \qquad \text{pro vlny TE} , \qquad (2.61)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \sqrt{1 - v^2} \qquad \text{pro vlny TM}, \qquad (2.62)$$

kde

$$v = \frac{f_c}{f}$$

Poznamenejme opět, že tento způsob označení zavedených veličin je běžný v naší a v německé literatuře. V anglo-americké literatuře bývají definice vlnové a charakteristické impedance vzájemně prohozeny (při studiu je proto vždy třeba zkontrolovat, který způsob značení autor publikace používá). Graficky je možné zobrazit kmitočtovou závislost obou dvou výše uvedených veličin dle obr. 2.7.



Obr. 2.7. Závislost charakteristické impedance vlnovodu na kmitočtu.

#### Přenesený výkon

Výkon P přenášený vedením s vlnou TEM nebo vlnovodem s vlnou TE resp. TM je další ze sledovaných veličin. Její hodnotu potřebujeme znát z několika důvodů. Jednak přenášený výkon P hraje roli při energetické bilanci přenosu signálu. Dále pak je tento výkon P možno využít pro určení dalších veličin, např. měrného útlumu. Výkon přenášený vedením P nebo vlnovodem můžeme určit integrací Poyntingova vektoru  $S = E \times H^*$  na ploše S příčného průřezu uvažovaného vedení resp. vlnovodu

$$P = \frac{1}{2} Re \int_{S} (\mathbf{E} \mathbf{x} \mathbf{H}^{*}) . \mathbf{n} \, dS \qquad , \qquad (2.63)$$

kde *n* značí normálový vektor k ploše *S*.

# Vlnovod s konečnou vodivostí pláště

V dosavadních úvahách jsme předpokládali, že plášť vedení resp. vlnovodu má nekonečně vysokou vodivost. I když se pro konstrukci vedení a vlnovodů používají materiály s nejvyšší možnou vodivostí (měď, hliník, eventuálně stříbření nebo zlacení), přesto v důsledku konečné vodivosti jejich pláště dochází ke ztrátám přenášeného výkonu, tím vzniká tzv. měrný útlum. Kromě toho v důsledku konečné vodivosti pláště není na plášti tečná složka intenzity elektrického pole nulová. Bývá zvykem definovat tzv. efektivní hloubku vniku d vysokofrekvenčního proudu vztahem

$$d = \frac{1}{\text{Re}(g)} = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \qquad \text{kde} \qquad g = \sqrt{j\omega\mu\sigma} \qquad (2.64)$$

je konstanta šíření ve vodivém prostředí. V této hloubce poklesnou intenzity elektrického i magnetického pole v poměru e<sup>-1</sup> oproti hodnotám na rozhraní. Využijeme-li uvedených odvození, pak lze určit charakteristickou impedanci vodiče

$$Z_o = \frac{E_z}{H_x} = \frac{j\omega\mu}{g} = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} (1+j) = \varrho_{vf}(1+j) \quad , \tag{2.65}$$

Reálnou část charakteristické impedance vodiče značíme  $\rho_{vf}$  a tuto veličinu nazýváme vysokofrekvenční měrný odpor

$$\varrho_{\text{vf}} = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} \qquad . \tag{2.66}$$

Dále se též definuje tzv. vysokofrekvenční odpor vodiče  $R_{vf}$  vztahem

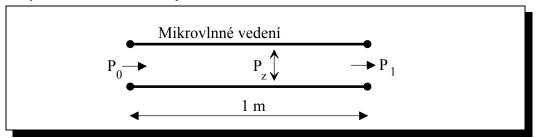
$$R_{vf} = \varrho_{vf} \frac{l}{t} = \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}} \frac{l}{t} \qquad , \tag{2.67}$$

kde l značí délku vodiče a t označuje délku jeho obvodové křivky. Výše uvedené veličiny lze výhodně využít například pro výpočet výkonu  $P_z$  vyzářeného do vodiče, tj. výkonu ztraceného ve vodiči.

$$P_z = \frac{1}{2} R_{vf} |I|^2 (2.68)$$

# Měrný útlum

Jednou ze základních charakteristických veličin pro obecné mikrovlnné vedení nebo vlnovod je útlum L resp. měrný útlum  $\alpha$  uvažované přenosové struktury. Měrný útlum lze definovat na základě úvahy, znázorněné na následujícího nákresu.



Obr. 2. 8. Definice měrného útlumu mikrovlnného vedení.

Uvažujme úsek vedení, jehož délka je 1 m. Závislost výkonu přenášeného podél mikrovlnného vedení lze vyjádřit výrazem

$$P(z) = P_0 e^{-2az}$$
 , (2.69)

kde  $P_o$  je výkon vstupující do vedení a P(z) značí přenášený výkon v závislosti na souřadnici z. Pro určení měrného útlumu nás samozřejmě bude zajímat výkon na výstupu uvažovaného úseku vedení o délce 1 m, který označíme  $P_I$ . Útlum přenášeného výkonu může být způsoben jednak jeho absorbováním, jednak jeho odrazem. Složky měrného útlumu vzniklého absorbováním přenášeného výkonu lze rozdělit do těchto skupin

- $\alpha_v$  měrný útlum vzniklý ztrátami na vodivém plášti vedení resp. vlnovodu,
- $\alpha_d$  měrný útlum vzniklý ztrátami v dielektriku vedení resp. vlnovodu,
- $\alpha_r$  měrný útlum vzniklý vyzařováním z vedení nebo vlnovodu.

Celkovou hodnotu měrného útlumu pak lze určit z následujícího vztahu

$$a = a_v + a_d + a_r (2.70)$$

Jednotlivé zmíněné složky měrného útlumu  $\alpha$  můžeme určit výpočtem. Na základě rovnice (2.69) lze určit změnu výkonu P(z) ve směru osy z jako jeho derivaci podle souřadnice z. Tato derivace reprezentuje výkon  $P_z$  ztracený na jednotku délky uvažovaného vedení resp. vlnovodu

$$P_z = -\frac{dP(z)}{dz} = 2aP_o e^{-2az}$$
 (2.71)

Pro malé hodnoty měrného útlumu  $\alpha$  uvažovaného mikrovlnného vedení pak můžeme odvodit následující vztah

$$a = \frac{1}{2} \frac{P_z}{P_o} \quad . \tag{2.72}$$

Z této rovnice plyne, že měrný útlum  $\alpha$  můžeme určit z hodnot výkonu přenášeného vedením  $P_o$  a výkonu  $P_z$  ztraceného na jednotkové délce vedení. Pro malé hodnoty měrného útlumu  $\alpha$  pak lze  $P_z$ určit z hodnot veličin elektromagnetického pole uvažovaných pro bezeztrátový případ daného vedení.

# Měrný útlum způsobený ztrátami na plášti vedení resp. vlnovodu

Výkon P<sub>zv</sub> ztracený v nedokonale vodivém plášti úseku vedení dlouhém 1 m je možné určit z následujícího vztahu

$$P_{zv} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} |Z_o| \int_{S} |J_s|^2 e^{-2az} dS$$
 , (2.73)

Zde S je plocha vodivého pláště uvažovaného vedení resp. vlnovodu, s je křivka určující jeho průřez,  $Z_o$  značí charakteristickou impedanci vodivého pláště vlnovodu,  $J_s$  je vektor povrchových proudů na vodivém plášti

# Měrný útlum způsobený ztrátami v dielektriku vedení resp. vlnovodu

Výkon  $P_{zd}$  ztracený v homogenním dielektriku mikrovlnného vedení nebo vlnovodu jednotkové délky lze určit z následujícího výrazu  $P_{zd} = \frac{\omega \varepsilon''}{2} \iiint_{V} |\boldsymbol{E}|^{2} dV$ 

$$P_{zd} = \frac{\omega \varepsilon''}{2} \iiint_{V} |\mathbf{E}|^{2} dV \qquad , \tag{2.74}$$

kde V značí objem dielektrika uvnitř vedení jednotkové délky,  $\omega$  je úhlová frekvence,  $\varepsilon'$  je reálná část a ε' značí imaginární část komplexní permitivity uvažovaného dielektrika. Dalšími úpravami dostaneme výraz, který je identický s měrným útlumem pro šíření rovinné vlny v dielektriku se ztrátami

$$a_d = \frac{\omega \varepsilon''}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon'}} \qquad . \tag{2.75}$$

Celkovou hodnotu útlumu L uvažovaného mikrovlnného vedení resp. vlnovodu, jehož délku označíme symbolem *l*, pak lze určit z následujícího vztahu

$$L = al (2.76)$$

# Geometrická představa šíření vlny ve vlnovodu

V předchozím textu jsme ukázali, že ve vlnovodu je možné přenášet signál nebo energii pouze formou vlny TE a TM. Vlnovodem nelze přenášet vlnu TEM. To je výsledek matematického modelování elektromagnetického pole uvnitř vlnovodu. Lze však ukázat, že v obdélníkovém vlnovodu je možné každý jednotlivý vid TE resp. TM vyjádřit jako superpozici několika vln TEM. Podobné řešení existuje i pro vlnovody jiných průřezů. Tento přístup např. názorně vysvětluje disperzní chování jednotlivých veličin ve vlnovodu. Porovnáme-li oba zmíněné přístupy, dospějeme k závěru, že je matematicky jednodušší pracovat s modelem vln TE a TM, avšak složitější je fyzikální představa dějů ve vlnovodu. Superpozice většího počtu vln TEM pak sice umožňuje dokonalou fyzikální představu, ale matematický model je složitější.

#### Vlnovodv

V dalším textu se zaměříme na studium vlastností základních typů vlnovodů, které jsou v mikrovlnné technice používány velmi často. Se základním matematickým vybavením umíme popsat rozložení elektromagnetického pole vlnovodů obdélníkového průřezu. Pro studium kruhových vlnovodů se využívá tzv. Besselových funkcí. Studium rozložení veličin elektromagnetického pole vlnovodů jiného než obdélníkového nebo kruhového průřezu pak vede zpravidla buď na méně obvyklé typy funkcí, nebo častěji na využití numerických metod. Ve skutečnosti však existuje značná podobnost rozložení elektromagnetického pole alespoň mezi dominantními vidy, které nás zpravidla nejvíce zajímají. Příkladem může být např. přechod mezi kruhovým a obdélníkovým vlnovodem. To nám umožňuje vytvořit si velmi dobrou představu o reálném rozložení jednotlivých elektromagnetického pole i u vlnovodů složitějšího průřezu.

# Obdélníkový vlnovod

Obdélníkový vlnovod je využíván v kmitočtových pásmech asi od 1 GHz až do frekvencí nad 100 GHz. I v dnešní době, kdy všeobecný trend upřednostňuje miniaturizaci mikrovlnných obvodů využíváním planárních technologií, je vlnovod výhodný v mnoha aplikacích, kdy je požadován přenos velkého výkonu, co nejmenší měrný útlum, minimalizace rušení, využití pásma milimetrových vln resp. přesná měření na bázi mikrovlnné techniky.

Na obr. 2.2 je znázorněn obdélníkový vlnovod o vnitřních rozměrech *a* a *b* a nekonečné délce. Stěny (plášť) vlnovodu musí být z vysoce vodivého materiálu jako např. stříbro, měď, mosaz nebo hliník. Pro dosažení minimálního měrného útlumu je možné vnitřní stěny vlnovodu postříbřit. Síla stěny, resp. pokovení, musí být pěti až desetinásobek efektivní hloubky vniku. To ale při běžných tlouštkách stěny vlnovodu bývá splněno. Konstantu příčného průřezu pro vid TE<sub>mn</sub> pak můžeme vyjádřit následujícím vztahem

$$k_{c,mn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \tag{2.77}$$

Pro rozložení elektromagnetického pole vln TE<sub>mn</sub> můžeme uvést následující výrazy

# Výběr vhodného vidu pro přenos informace ve vlnovodu

Z předchozího textu vyplývá, že v obdélníkovém vlnovodu může být vybuzeno značné množství vidů. V důsledku toho se nabízí otázka, zda je vhodné vlnovodem přenášet jen jeden vid, skupinu vidů (eventuelně vybraných dle určitých kritérií) resp. libovolné množství vidů. Je zřejmé, že v případě, kdy se rozhodneme pro druhou nebo třetí variantu, budeme muset překonávat následující potíže:

- Každý vid má jiný mezní kmitočet a proto se při daném budícím kmitočtu bude šířit jinou rychlostí (liší se skupinové i fázové rychlosti).
- Každý vid má jiné rozložení elektromagnetického pole, které při návrhu jednotlivých vlnovodných dílů hraje rozhodující roli. Vlnovodný díl navržený na jeden určitý vid nezaručuje správnou funkci pro jiné vidy.

Obecně lze tedy doporučit používání pouze jednoho vidu pro přenos energie resp. signálu vlnovodem. Lze významné výhody vidu s nejnižším mezním kmitočtem, tj. vidu dominantního, který v určitém kmitočtovém pásmu může existovat ve vlnovodu samostatně:

- může přenášet energii resp. signál samostatně, aniž by vyžadoval vidový filtr,
- při dané budící frekvenci umožňuje použít vlnovod o nejmenších rozměrech (takže bude i nejnižší hmotnost použitého vlnovodného zařízení),
- umožňuje přenášet největší výkon.

Při úvahách o různých videch vybuzených ve vlnovodu by mohla vzniknout představa o velkém množství komplikovaných rozložení elektromagnetického pole. Ve skutečnosti je situace relativně jednoduchá. Abychom mohli vytvořit představu o uspořádání libovolného vyššího vidu v obdélníkovém vlnovodu, stačí znát uspořádání těchto čtyř vidů:

- -- TE<sub>10</sub> ... pro znázornění libovolného vidu TE<sub>m0</sub>,
- -- TE<sub>01</sub> ... pro znázornění libovolného vidu TE<sub>0n</sub>,
- -- TE<sub>11</sub> ... pro znázornění libovolného vidu TE<sub>mn</sub>,
- -- TM<sub>11</sub> ... pro znázornění libovolného vidu TM<sub>mn</sub>.

#### Dominantní vid v obdélníkovém vlnovodu TE<sub>10</sub>

Uveďme konkrétní příklady hlavních veličin obdélníkových vlnovodů, diskutovaných v předchozích kapitolách, které aplikujeme na případ dominantního vidu. Konstanta příčného průřezu

$$k_{c,10} = \frac{\pi}{a} (2.79)$$

Mezní kmitočet dominantního vidu  $f_{c,10}$  pak je dán následujícím vztahem

$$f_{c,10} = \frac{c_o k_{c,10}}{2\pi \sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} = \frac{c_o}{2a \sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \qquad , \tag{2.80}$$

kde  $c_0$ =2,997925.10<sup>8</sup> ms<sup>-1</sup> je rychlost elektromagnetické vlny ve vakuu. Tzv. pásmo jednovidosti dominantního vidu obdélníkového vlnovodu  $B_{10}$  je směrem k vyšším frekvencím ohraničeno mezním kmitočtem vidu  $TE_{20}$ , jehož mezní kmitočet je dvojnásobkem mezního kmitočtu dominantního vidu  $TE_{10}$ 

$$f_{c,20} = \frac{c_o k_{c,20}}{2\pi \sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} = \frac{c_o}{a \sqrt{\mu_r \varepsilon_r}}$$
(2.81)

takže  $B_{10}$  pak lze vyjádřit výrazem

$$B_{10} = f_{c,20} - f_{c,10} = \frac{c_o}{2a \sqrt{\mu_r \varepsilon_r}}$$
 (2.82)

# Elektromagnetické pole vidu TE<sub>10</sub>

Pro rozložení elektromagnetického pole vln TE<sub>10</sub> můžeme odvodit tyto výrazy

$$E_{x} = 0 E_{z} = 0 H_{y} = 0$$

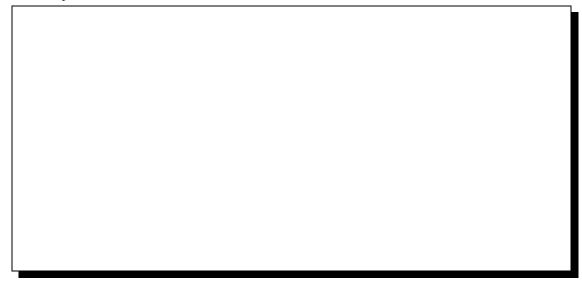
$$E_{y} = -\frac{j\omega\mu a}{\pi}H_{o}\sin(\frac{\pi}{a}x)e^{-j\beta z}$$

$$H_{x} = \frac{j\beta a}{\pi}H_{o}\sin(\frac{\pi}{a}x)e^{-j\beta z}$$

$$H_{z} = H_{o}\cos(\frac{\pi}{a}x)e^{-j\beta z}$$

$$(2.83)$$

Na obr. 2.9 je znázorněno rozložení siločar intenzity elektrického a magnetického pole v obdélníkovém vlnovodu s videm TE<sub>10</sub>. Dále je zde též zobrazeno rozložení povrchových proudů na vodivém plášti vlnovodu.



Obr. 2.9. Vid TE<sub>10</sub>: rozložení elektrického a magnetického pole a povrchových proudů

Výkon P přenášený dominantním videm obdélníkového vlnovodu  $TE_{10}$  lze vyjádřit následujícím výrazem ve fyzikálně velmi dobře interpretovatelné formě

$$P = \frac{ab}{4} \frac{E_o^2}{Z_o} \qquad . \tag{2.84}$$

Výkon přenášený dominantním videm obdélníkového vlnovodu je přímo úměrný rozměrům a a b vlnovodu a též kvadrátu maximální hodnotě intenzity elektrického pole  $E_o$ , nepřímo úměrný pak je

charakteristické impedanci vlnovodu. Dosadíme-li za  $E_o$  dielektrickou pevnost prostředí ve vlnovodu, pak zjistíme maximální hodnoty výkonu, který lze daným vlnovodem přenášet. Pro nejčastější případ vzduchového dielektrika je  $E_o$ =3.10 $^6$  V/m.

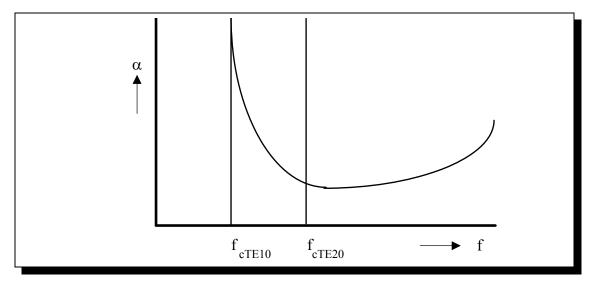
### Měrný útlum dominantního vidu obdélníkového vlnovodu

Při šíření elektromagnetické vlny v obdélníkovém vlnovodu dochází ke ztrátám přenášené energie jednak na nedokonale vodivém plášti vlnovodu a dále též v nedokonalém dielektriku. Celkový měrný útlum  $\alpha_c$  pak lze určit jako součet měrného útlumu  $\alpha_v$  způsobeného ztrátami na kovovém plášti vlnovodu a měrného útlumu  $\alpha_d$  způsobeného ztrátami v dielektriku

$$a_c = a_v + a_d (2.85)$$

Měrný útlum dominantního vidu obdélníkového vlnovodu v důsledku ztrát na plášti je potom dán výrazem

$$a_v = 8,68 \frac{\varrho_{vf}}{Z_o} \frac{\frac{1}{b} + \frac{\lambda^2}{2a^3}}{\sqrt{1 - (f_c/f)^2}}$$
 [dB/m]. (2.86)



Obr. 2.10. Frekvenční závislost měrného útlumu dominantního vidu TE<sub>10</sub> v obdélníkovém vlnovodu.

Je-li by vlnovod byl vyplněn ztrátovým dielektrickým prostředím, pak je možné vyjádřit jeho komplexní permitivitu vztahem

$$\varepsilon = \varepsilon'(1 - jtg\delta) \tag{2.87}$$

Pokud jsou ztráty v dielektriku malé (tg $\delta$  <<1) pak platí

$$a_d \simeq \frac{k^2 \operatorname{tg} \delta}{2\beta} \tag{2.88}$$

Pokud je vlnovod vyplněn vzduchem, pak můžeme ztráty v dielektriku zanedbat.

#### Typizovaná řada obdélníkových vlnovodů

V tomto odstavci uvedeme typizovanou řadu obdélníkových vlnovodů. V tabulce 2.1. jsou uvedeny vlnovody dle značení obvyklého u domácích výrobců resp. dle značení EIA, které se využívá v zahraničí. České značení se skládá z písmene R (rectangular = obdélníkový) a čísla, které určuje doporučené frekvenční pásmo pro využití vlnovodu. Toto frekvenční pásmo je označeno v  $10^2$  MHz. Tedy například vlnovod R 100 je obdélníkový vlnovod doporučený pro kmitočtové pásmo 10 GHz, atp. Značení dle EIA se skládá z písmen WR (Waveguide Rectangular) a čísla, které značí délku širší stěny uvažovaného vlnovodu v setinách palce. Například u obdélníkového vlnovodu WR-650 je rozměr širší stěny 7,7 palce, tj. 16,51 cm.

Řada standardních obdélníkových vlnovodů						
Značení EIA ČR	Pásmo	$f_{ m c,TE10} \ [ m GHz]$	Pásmo [GHz]	<b>Rozměry a</b> x <b>b</b> [cm]	P <sub>max</sub> [kW]	α <sub>min</sub> [dB/m]

WR-650	R 14	L	0,91	1,12-1,70	16,51x8,26		
WR-430	R 22	R	1,37	1,70-2,60	10,92x5,46		
WR-284	R 32	S	2,08	2,60-3,95	7,21x3,40	10 350	0,02
WR-187	R 48	Н	3,15	3,95-5,85	4,76x2,22	4 380	0,03
WR-137	R 70	C	4,3	5,85-8,20	3,49x1,58	2 290	0,06
WR-112	R 84	W	5,26	7,05-10,0	2,85x1,26		
WR-90	R 100	X	6,55	8,20-12,4	2,29x1,02	990	0,12
WR-62	R 140	Ku	9,49	12,4-18,0	1,58x0,79	530	0,18
WR-42	R 220	K	14,05	18,0-26,5	1,07x0,43	194	0,39
WR-28	R 320	Ka	21,08	26,5-40,0	0,71x0,36	107	0,7
WR-22	R 400	Q	26,34	33,0-50,5	0,57x0,28		
WR-19	R 500	U	31,36	40,0-60,0	0,48x0,24		
WR-15	R 620	V	39,86	50,0-75,0	0,38x0,19		
WR-12	R 740	Е	48,35	60,0-90,0	0,31x0,015		
WR-10	R 900	W	59,01	75,0-110,0	0,254x0,127		
WR-8	R1200	F	73,84	90,0-140,0	0,203x0,102		
WR-6	R1400	D	90,85	110,0-170,0	0,170x0,083		
WR-5	R1800	G	115,75	140,0-220,0	0,130x0,065		·

Tab. 2.1. Typizovaná řada obdélníkových vlnovodů.

# Kruhový vlnovod

V našich úvahách o kruhovém vlnovodu budeme uvažovat vlnovod orientovaný ve směru osy z, poloměr kruhového pláště označíme a. Pro studium kruhových vlnovodů je výhodné využít válcové souřadnice, ve kterých pro vidy TE platí

$$E(r, \varphi, z) = \left[ E_p(r, \varphi) + z E_{pz}(r, \varphi) \right] e^{-j\beta z}$$

$$H(r, \varphi, z) = \left[ H_p(r, \varphi) + z H_{pz}(r, \varphi) \right] e^{-j\beta z}$$

$$J'_m(k_c a) = 0$$
(2.89)

Pokud nulové body této funkce označíme jako  $p'_{mn}$  (n značí n-tý nulový bod derivace Besselovy funkce m-tého řádu), pak konstantu příčného průřezu  $k_c$  pro vid m,n můžeme vyjádřit vztahem

$$k_{c_{mn}} = \frac{p'_{mn}}{a} \tag{2.90}$$

Hodnoty  $p'_{mn}$  je možné najít v matematických tabulkách, v těchto skriptech uvedeme alespoň nejdůležitější hodnoty pro prvních dvanáct vidů v kruhovém vlnovodu.

Pořadí	Vidy TE		Vidy TM		
vidu	Vid	p'mn	Vid	$p_{ m mn}$	
1	TE <sub>11</sub>	1,84			
2			$TM_{01}$	2,4	
3	TE <sub>21</sub>	3,05			
4,5	TE <sub>01</sub>	3,83	$TM_{11}$	3,83	
6	TE <sub>31</sub>	4,2			

Tab. 2.2. Vidy v kruhovém vlnovodu a odpovídající nulové body Besselovy funkce resp. její derivace.

#### Dominantní vid kruhového vlnovodu TE<sub>11</sub>

Z tabulky 2.2 a z rovnice (2.90) plyne, že dominantním videm v kruhovém vlnovodu je vid  $TE_{11}$ , kde pro vid  $TE_{11}$  platí

$$k_c = \frac{\hat{p}'_{11}}{a} = \frac{1,8412}{a} \tag{2.91}$$

Na obr. 2.11 je znázorněno rozložení siločar intenzity elektrického a magnetického pole v kruhovém vlnovodu s videm TE<sub>11</sub>. Dále je zde též zobrazeno rozložení povrchových proudů na vodivém plášti vlnovodu.



Obr. 2.11. Vid TE<sub>11</sub>: rozložení elektrického a magnetického pole i povrchových proudů na plášti.

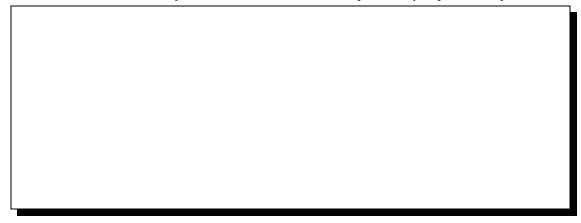
Výkon přenášený kruhovým vlnovodem na uvažovaném dominantním vidu lze vypočítat dle výrazu 
$$P=0,2\pi a^2\frac{|E_{\rm max}|^2}{Z_o} \ . \ (2.92)$$

a měrný útlum

$$a_{v} = \frac{8,68\rho_{vf}}{Z_{o}a\sqrt{1 - (\frac{f_{c}}{f})^{2}}} \left[ (\frac{f_{c}}{f})^{2} + \frac{m^{2}}{p_{mn}^{\prime 2} - m^{2}}) \right]$$
 [dB/m]. (2.93)

#### Vid TE<sub>01</sub>

Na obr. 2.12 je znázorněno rozložení siločar intenzity elektrického a magnetického pole v kruhovém vlnovodu s videm TE<sub>01</sub>. Dále je zde též zobrazeno rozložení povrchových proudů na plášti vlnovodu.



Obr. 2.12. Rozložení elektrického a magnetického pole v kruhovém vlnovodu s videm TE<sub>01</sub>.

Měrný útlum vidu TE<sub>01</sub> je dán vztahen

$$a_{v} = \frac{8,68\rho_{vf} \left(\frac{f_{c}}{f}\right)^{2}}{Z_{o}a\sqrt{1-\left(\frac{f_{c}}{f}\right)^{2}}}$$
 [dB/m]. (2.94)

Z tohoto vztahu vyplývá, že vid TE<sub>01</sub> vykazuje velmi zajímavou anomálii, pokud se týče frekvenční závislosti měrného útlumu: s rostoucí frekvencí měrný útlum tohoto vidu neustále klesá.

# Vlnovody složitějších tvarů

Kromě vlnovodu obdélníkového a kruhového se v mikrovlnné technice používá pro některé speciální účely také vlnovodů složitějších tvarů, např. vlnovodů průřezu ve tvaru písmen Π nebo H, vlnovodů eliptických, vlnovodů trojúhelníkového tvaru a dalších. Do této skupiny bychom mohli zařadit i vlnovody složitějších průřezů plněné dielektrikem, a to buď v celém průřezu, nebo i jen částečně.

V dalším textu ukážeme několik příkladů vlnovodu složitějšího tvaru, u některých pak uvedeme jejich typické výhody a nevýhody proti vlnovodům obdélníkovým resp. kruhovým. Ukážeme též základní možnosti analýzy takovýchto vlnovodů. Někdy je možné najít přibližné analytické řešení, jindy je nutné použít numerické metody.

# Vlnovody průřezu ve tvaru písmen Π a H

Vlnovody, jejichž příčný průřez připomíná tvar písmen Π resp. H (viz obr. 2.13), jsou zobecněním obdélníkového vlnovodu, vůči kterému vykazují následující výhody a nevýhody:

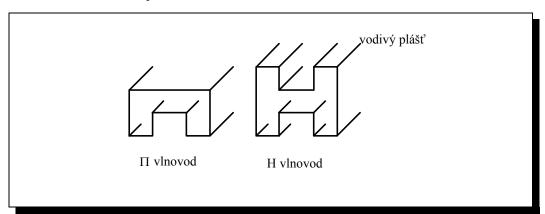
# Výhody:

- možnost snížit mezní kmitočet dominantního vidu TE<sub>10</sub> vlnovodu,
- lze získat širší pásmo jednovidosti, až  $f_{c,TE20}$ :  $f_{c,TE10} \rightarrow 10$ : 1 (u obdélníkového vlnovodu 2 : 1),
- možnost impedančního přizpůsobení mezi různými typy vedení (např. obdélníkový vlnovod a koaxiální vedení vzájemně přizpůsobené úsekem Π vlnovodu).

#### Nevýhody:

- komplikovanější analýza (většinou je nutné využít metod numerické analýzy),
- nižší hodnota maximálního výkonu, který lze takovýmto vlnovodem přenášet,
- vyšší útlum,
- nákladná výroba.

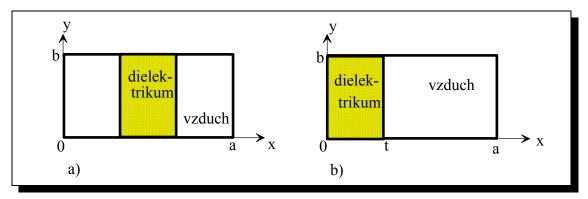
Toto obecné porovnání samozřejmě platí pro srovnatelné rozměry apertury, resp. pro srovnatelnou plochu apertury porovnávaných vlnovodů. Nebudeme se zabývat podrobnou analýzou a popisem složek elektromagnetického pole ve vlnvodech typu  $\Pi$  nebo H. V našich dalších úvahách se zaměříme na určení mezního kmitočtu vidů  $TE_{10}$  a  $TE_{20}$  těchto vlnovodů. Při vhodném návrhu vlnvodů typu  $\Pi$  nebo H lze totiž dosáhnout nejen snížení mezního kmitočtu dominantního vidu  $TE_{10}$ , zaroveň však také zvýšení mezního kmitočtu vidu  $TE_{20}$ . Tím se docílí výše zmíněného rozšíření pásma jednovidosti až na hodnotu blížící se poměru 10:1.



Obr. 2.13. Vlnovody typu  $\Pi$  a H.

#### Vlnovody s dielektrickou výplní

Podobný účinek jako má kovový klín v obdélníkovém vlnovodu, vytvářející vlnovod typu Π resp. H, má i dielektrická deska vložená do centrální části vlnovodu, viz obr. 2.14. Vlnovody částečně vyplněné dielektrikem se využívají pro realizaci různých typů vlnovodných obvodů, např. posouvačů fáze, impedančních transformátorů apod.



Obr. 2.14. Dielektrická deska vložená do obdélníkového vlnovodu a) centrálně, b) asymetricky.

#### Vlnovodné integrované obvody

Zavedení mikrovlnných integrovaných obvodů (MIO) do mikrovlnné techniky je jedním z nejvýznamnějších technických pokroků v této oblasti. Umožňují zmenšit rozměry, váhu a příkon a zlepšit spolehlivost mikrovlnných zařízení. Používají se nejen v oblastech tradičních mikrovlnných aplikací, vzhledem k příznivým vlastnostem a nízké ceně se staly přitažlivými i v mnoha netradičních oblastech (např. různé typy senzorů pro průmyslovou výrobu a dopravu, velmi levné komunikační systémy, domácí příjem satelitního vysílání TV a rozhlasových programů, atd.). Existují tři základní typy MIO:

- monolitické mikrovlnné integrované obvody (MMIO),
- hybridní mikrovlnné integrované obvody (HMIO),
- mikrovlnné integrované obvody s evanescentním videm (EMIO).

Koncepce monolitických a hybridních MIO vděčí za svůj vznik úspěchům v planární polovodičové technice. Umožňují realizaci různých sestav a podsestav mikrovlnných zařízení využitím vlastností páskového vedení na dielektrickém substrátu, a to s využitím pasivních i polovodičových aktivních prvků připojovaných k tomuto vedení.

V monolitických MIO se jak pásková vedení, tak i pasivní a aktivní prvky vytvářejí formou jednoho čipu základního polovodičového materiálu (Si, GaAs, atp.), což představuje nejvyšší stupeň miniaturizace mikrovlnných obvodů (ovšem za cenu potíží při jejich optimálním nastavení).

V hybridních MIO jsou pásková vedení realizována na dielektrických substrátech. Používá se substrátů na bázi korundu (Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>) nebo na bázi teflonu. Základům problematiky hybridních MIO se budeme podrobněji věnovat v sedmé kapitole těchto skript.

Mikrovlnné integrované obvody s evanescentním videm využívají vlnovodů buzených pod mezním kmitočtem. Tím je možné významným způsobem zmenšit rozměry vlnovodného obvodu. V této kapitole se zaměříme právě na popis základních možností využití vlnovodu buzeného pod mezním kmitočtem pro realizaci MIO s evanescentním videm.

# Vlnovod buzený pod mezním kmitočtem

Technika využívající vlnovodů buzených pod mezním kmitočtem, kdy vznikají tzv. evanescentní vidy, je relativně nová. Dříve se soudilo, že takto buzené vlnovody nebudou pro běžnou praxi použitelné. Postupem doby se však objevily velmi zajímavé aplikace i pro evanescentní vidy. V dalším textu proto ukážeme možnosti jejich použití.

Jak jsme ukázali ve druhé kapitole, vlnovod je z principu obvod typu horní propust, požadovaný vid se přenáší formou harmonické vlny jen při buzení nad svým mezním kmitočtem. Fázová konstanta šíření  $\beta$  i charakteristická impedance  $Z_o$  jsou pak veličiny, jejichž hodnota je reálné číslo. Avšak, pokud budíme vybraný vlnovodný vid pod jeho mezním kmitočtem (tj.  $f < f_c$  resp.  $k < k_c$ ), pak fázová konstanta šíření  $\beta$  bude ryze imaginární

$$\beta = \pm \sqrt{k^2 - k_c^2} = \pm jk \sqrt{(\frac{k_c}{k})^2 - 1} = \pm jk \sqrt{(\frac{f_c}{f})^2 - 1} = \pm j|\beta|$$
 (2.95)

a funkci Z(z) zapíšeme ve tvaru

$$Z(z) = C.e^{-|\beta|z}$$

Charakteristická impedance  $Z_o$  vlnovodu buzeného pod mezním kmitočtem pro TE vidy pak je dána následující rovnicí

$$Z_o = j \frac{\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}}{\sqrt{(\frac{f_c}{f})^2 - 1}} \qquad (2.96)$$

Jak je patrné z předchozích rovnic, vlnovod buzený pod mezním kmitočtem má ryze imaginární charakteristickou impedanci. Pro vlny TE induktivního charakteru a pro vlny TM kapacitního charakteru. Z hlediska významu jsou důležité vidy TE, takže se na ně zaměříme. Induktivní impedanci vidů TE buzených pod mezním kmitočtem můžeme s výhodou využít k rezonanci se záměrně umístěnými kapacitními prvky. Vlnovod se pak chová jako pásmová propust vytvořená pod mezním kmitočtem.

Charakter průběhu jednotlivých veličin podél vlnovodu při buzení vlnovodu pod mezním kmitočtem je znázorněn na začátku této kapitoly. Fázová konstanta šíření se vlastně stává konstantou měrného útlumu. Je však nutné připomenout, že v tomto případě nejde o útlum způsobený absorbováním přenášené energie. Pokles hodnoty jednotlivých veličin je dán odrazem elektromagnetické energie zpět k budícímu zdroji. Úsek zádržného vlnovodu o délce l tedy vyvolá útlum L, který je dán následující rovnicí

$$L = 8,68 |\beta| l$$
 [dB] . (2.97)

Pokud se týče závislosti jednotlivých složek elektromagnetického pole ve vlnovodu na souřadnicích v příčném směru, pak lze i pro případ evanescentních vidů použít výsledků řešení rovnice aplikované na jednotlivé typy vlnovodů.

#### Vedení s vlnou TEM

Obecné mikrovlnné vedení umožňuje přenášet TEM vlnu. Základní veličiny (skupinová a fázová rychlost, vlnová délka na vedení, charakteristická impedance, atd.) nejsou závislé na rozměrech a tvaru průřezu tohoto vedení. Vlastnosti a způsob šíření této vlny jsou tedy dány jen parametry dielektrického prostředí (tj.  $\mu$ ,  $\varepsilon$  a  $\sigma$ ).

#### Koaxiální vedení

Koaxiální vedení bývá často používáno ve vysokofrekvenční i mikrovlnné technice a to až do kmitočtů v pásmu  $K_a$ . Rozložení elektromagnetického pole koaxiálního vedení při přenosu signálu vlnou TEM je známo z teorie elektromagnetického pole. Povrchové proudy na plášti (vnější vodič má poloměr b, vnitřní a) tekou jen v podélném směru. Vlnovou impedanci koaxiálního vedení určíme jako poměr příčného napětí  $U_t$  mezi vodiči a podélného proudu  $I_t$ . Po úpravě dostaneme známý výsledný vztah

$$Z_{v} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \ln \frac{b}{a} \qquad . \qquad Z_{v} = 60 \sqrt{\frac{\mu_{r}}{\varepsilon_{r}}} \ln \frac{b}{a} = 138 \sqrt{\frac{\mu_{r}}{\varepsilon_{r}}} \log \frac{b}{a}$$
 (2.98)

Výkon P přenesený koaxiálním vedením můžeme určit pomocí vztahu

$$P = \frac{\pi a^2}{\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}} E_{r \max}^2 \cdot \ln \frac{b}{a} \quad . \tag{2.99}$$

Vzniká otázka

, při které hodnotě vlnové impedance je možné přenášet koaxiálním vedením maximální výkon  $P_{\text{max}}$ . To odpovídá koaxiálnímu vedení, který při vzduchovém dielektriku bude mít vlnovou impedanci  $Z_v$ =30  $\Omega$ . Koaxiální kabel určený pro přenos větších výkonů by tedy měl být konstruován podle tohoto kritéria. Měrný útlum mikrovlnného koaxiálního vedení lze obecně vypočítat ze známého

vztahu 
$$a_{\nu} = \frac{8,68}{2} \frac{\rho_{\nu f}}{\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}} \frac{1}{b} \frac{\frac{b}{a} + 1}{\ln \frac{b}{a}}$$
 [dB/m]. (2.100)

V řadě vidů koaxiálního vlnovodu je dominantní vid  $TE_{11}$ , jehož mezní vlnová délka  $\lambda_m$  je přibližně rovna délce středního mezikruží vnějšího a vnitřního vodiče

$$\lambda_c = 2\pi \frac{b+a}{2} = \pi(b+a)$$
 a pro mezní kmitočet  $f_m$  pak platí rovnice (2.101)

$$f_c = \frac{c}{\lambda_c \sqrt{\varepsilon_r}} \tag{2.102}$$

Všimněte si, že v tomto případě přítomnost dielektrika ovlivňuje mezní kmitočet, zatímco mezní vlnová délka uvnitř koaxiálního vlnovodu se nemění - je stejná pro vzduch i jiné dielektrikum. Jistě si vzpomenete, že ve volném prostředí dielektrikum mění vlnovou délku a frekvence zůstává beze změny.

# Vedení pro mikrovlnné integrované obvody

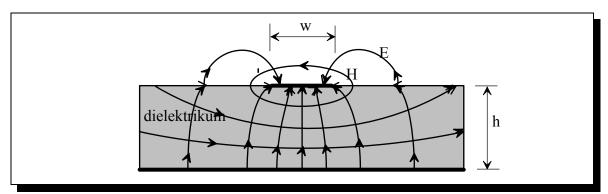
Vývoi a zavedení mikrovlnných integrovaných obvodů (MIO) do mikrovlnné techniky je jedním z nejvýznamnějších technických pokroků v posledních letech. Jak jsme se již zmínili, v současné době existují tři základní typy mikrovlnných integrovaných obvodů: monolitické (MMIO), hybridní (HMIO) a s evanescentním videm (EMIO).

Pásková vedení bývají realizována na dielektrických substrátech, používá se především substrátů na bázi korundu (Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>) nebo na bázi teflonu. Oproti vlnovodné a koaxiální technologii umožňují výrazně zmenšit nejen výrobní náklady, ale i rozměry, váhu a příkon a současně lze i zlepšit spolehlivost mikrovlnných zařízení. Ve dvou důležitých parametrech však pásková vedení výrazně zaostávají za vlnovodnou a koaxiální technikou: mají podstatně vyšší měrný útlum a zároveň maximální výkon, který jimi lze přenášet, je o několik řádů nižší.

Pásková vedení se vzhledem k příznivým vlastnostem a nízké ceně stala přitažlivými i v netradičních oblastech (jako jsou např. senzory pro průmyslovou výrobu a dopravu, levné komunikační systémy, domácí příjem satelitních TV a rozhlasových programů, atp. Kategorie planárních resp. páskových vedení reprezentuje velmi perspektivní mikrovlnnou technologii, vhodnou zejména pro výrobu velkých sérií mikrovlnných obvodů nebo systémů. V této kapitole se zaměříme na vybrané typy takovýchto vedení: mikropáskové, symetrické páskové, koplanární a štěrbinové.

#### Mikropáskové vedení

Mikropáskové vedení je vytvořeno pomocí tenké destičky z nízkoztrátového dielektrika. Tlouštka destičky bývá v rozmezí 0,2 až 1 mm, materiál má relativní permitivitu ε<sub>r</sub> typicky od 2,1 (teflon) do 10 (korund). Spodní plocha této destičky je pokovena po celé ploše, z druhé strany pak jsou vytvořen tenké pásky, s jejichž pomocí vytvoříme buď jednoduché vedení nebo i složitější obvody. Tuto topologii znázorňuje následující obrázek.



Obr. 2.15. Rozložení elektromagnetického pole mikropáskového vedení.

Přítomnost dielektrického substrátu značně komplikuje analýzu mikropáskového vedení. V případě mikropáskového vedení je mezi horním vodičem a zemnící vodivou rovinou soustředěna větší část přenášené energie, menší část je vedena nad dielektrickým substrátem. Z tohoto důvodu mikropáskové vedení nepřenáší čistou TEM vlnu, protože fázová rychlost šíření elektromagnetické vlny v dielektrickém substrátu je různá od rychlosti nad substrátem.

Ve skutečnosti by přesný popis elektromagnetického pole mikropáskového vedení měl obsahovat hybridní TM-TE vlnu a tím i mnohem komplikovanější analýzu. Ve většině případů je však dielektrická deska velmi tenká  $h \ll \lambda$  a potom můžeme přenášenou vlnu označit jako kvazi-TEM.

Řečeno jinými slovy, pole jsou blízká rozložení pole statického. Takže velmi dobré přiblížení výpočtu fázové a skupinové rychlosti i charakteristické a vlnové impedance můžeme dostat pomocí statického nebo kvazi-statického řešení. Fázová rychlost a konstanta šíření mohou být potom vyjádřeny pomocí vztahu

$$v_f = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_e}}$$
 a  $\beta = k\sqrt{\varepsilon_e}$  , (2.103)

kde  $\,\epsilon_{e}\,$  je tzv. efektivní permitivita, respektující kombinování dielektrika substrátu a vzduchového prostředí nad substrátem, takže její výslednou hodnotu lze očekávat v intervalu

$$1 < \varepsilon_{\rm e} < \varepsilon_{\rm r}$$
 . (2.104)

Hodnota efektivní permitivity je obecně závislá na výšce dielektrického substrátu h a šířce horního vodiče w. Tato veličina může být interpretována jako permitivita fiktivního homogenního prostředí kolem mikropáskového vedení. Z výše uvedených důvodů se v technické praxi místo přesných (avšak příliš složitých výrazů) používají pro analýzu a syntézu mikropáskového vedení výrazy tzv. semi-empirického typu. Nejčastěji jde o tzv. Schneiderovy vztahy. Efektivní permitivita je v nich dána rovnicí

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{w}}}$$
 (2.105)

Pokud jsou dány rozměry mikropáskového vedení w a h, pak vlnovou impedanci můžeme vypočítat ze vztahů

thů 
$$Z_{v} = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{e}}} \ln(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}) \qquad \text{pro} \qquad \frac{w}{h} \leq 1$$

$$Z_{v} = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{e}} \left[\frac{w}{h} + 1,393 + 0,667.\ln(\frac{w}{h} + 1,444)\right]} \qquad \text{pro} \qquad \frac{w}{h} \geq 1 . \tag{2.106}$$
The se doporučuje dále korigovat výše uvedené výrazy na disperzní jevy, které se zpra ují pro frekvence vyšší než asi 4 GHz. Tato korekce spočívá v tom, že  $\varepsilon_{e}$  nahradíme ve vyedených výrazech volišinou a dla předodvířeho výrazych volišinou a dla předodvířeho vytohy

Obvykle se doporučuje dále korigovat výše uvedené výrazy na disperzní jevy, které se zpravidla projevují pro frekvence vyšší než asi 4 GHz. Tato korekce spočívá v tom, že  $\varepsilon_e$  nahradíme ve všech

výše uvedených výrazech veličinou 
$$\varepsilon_{ef}$$
 dle následujícího vztahu 
$$\varepsilon_{ef}(f) = \varepsilon_r \varepsilon_e \left( \frac{1 + f^2}{\sqrt{\varepsilon_r} + f_n^2 \sqrt{\varepsilon_e}} \right)^2 , \text{ kde } f_n = \frac{4hf}{c} \sqrt{\varepsilon_r - 1}$$
 (2.107)

Pokud budicí frekvence překročí určitou hodnotu, mohou se na mikropáskovém vedení

vybudit tzv. povrchové vlny. Tuto mezní frekvenci lze určit z následujícího výrazu
$$f_c = \frac{7,5}{h\sqrt{\varepsilon_r - 1}} \qquad [\text{GHz; cm}] \qquad (2.108)$$

Pokud se týká celkové přesnosti výše uvedených výrazů, zpravidla se uvádí kolem 2 %. Zvyšování přesnosti výpočtů parametrů mikropáskových vedení vede na značně složitější výrazy.

# Symetrické páskové vedení

resp.

Symetrické páskové vedení má geometrické uspořádání znázorněné na obr. 2.16. Obecně pro něj platí podobný komentář jako pro mikropáskové vedení. Zjednodušením však je homogenní dielektrikum, takže nemusíme zavádět efektivní permitivitu. Z toho pak plyne možnost přenosu ideální TEM vlny. Mohou se vybudit a přenášet i vlny TM a TE, ale tomu se zpravidla snažíme zabránit. I v tomto případě je na rozdíl od vlnovodů a koaxiálního vedení přesná analýza komplikovaná, ale pro vlnu TEM dostaneme dosti dobré hodnoty pro konstantu šíření a vlnovou impedanci na základě elektrostatické analýzy. Příslušná Laplaceova rovnice se v takovém případě řeší na principu konformního zobrazení. Fázová rychlost šíření a vlnová impedance se dá vyjádřit výrazy

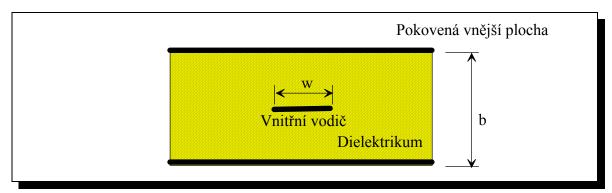
obvyklými pro vedení s vlnou TEM
$$v_f = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} \qquad \text{a} \qquad \beta = \frac{\omega}{v_f} = \omega \sqrt{\mu_o \varepsilon_o \varepsilon_r} = k \sqrt{\varepsilon_r} \qquad (2.109)$$

Výsledný vztah pro vlnovou impedanci pak lze psát ve tvaru

$$Z_{v} = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{r}}} \frac{b}{w_{e} + 0,441b} , \qquad (2.110)$$

kde we je efektivní šířka středního vodiče, kterou lze určit ze vztahů

$$\frac{w_e}{b} = \frac{w}{b} \qquad \text{pro w/b} > 0.35$$
resp.
$$\frac{w_e}{b} = \frac{w}{b} - [0.35 - \frac{w}{b}]^2 \qquad \text{pro w/b} < 0.35 \quad . \tag{2.111}$$

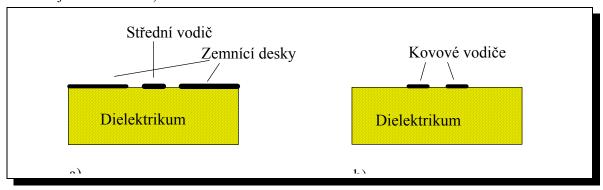


Obr. 2.16. Symetrické páskové vedení

# Koplanární vedení

Pojmem koplanární vedení označujeme páskové vedení, jehož vodiče (obvykle dva nebo tři) leží v jedné rovině, tj na jedné straně dielektrické podložky, viz obr. 2.17. Metody řešení koplanárních vedení s ohledem na základní parametry ( $Z_{\nu}$ ,  $\lambda_{\nu}$  atp.) jsou však velmi složité a přesahují rámec těchto skript. Uveďme proto jen základní informace. Dominantním videm obou zmíněných variant koplanárního vedení je vlna HEM, která má nulovou mezní frekvenci. Při nižších frekvencích ji lze nahradit vlnou kvazi-TEM.

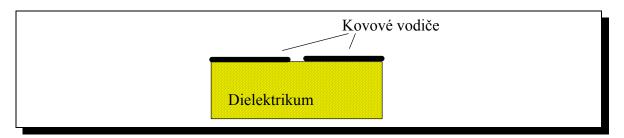
Oproti mikropáskovému nebo symetrickému páskovému vedení však koplanární vedení vykazují značnou výhodu v tom smyslu, že při montáži pasivních i aktivních prvků není třeba vrtat otvory do dielektrického substrátu (což např. v případě mikropáskového vedení na korundovém substrátu je velmi obtížné).



Obr.2.17. Uspořádání koplanárního vedení a) třívodičové, b) dvouvodičové.

# Štěrbinové vedení

Geometrické uspořádání štěrbinového vedení je velmi podobné koplanárním vedením, viz obrázek 2.18. Vyznačuje se tím, že oba vodiče jsou značně rozměrnější, než šířka štěrbiny mezi nimi. Pro značnou komplikovanost analýzy tohoto vedení se opět omezíme jen na jeho základní popis.



Obr. 2.18. Geometrické uspořádání štěrbinového vedení.

Štěrbinové vedení nemá mezní frekvenci, elektromagnetická energie se přenáší formou vlny HEM. Značnou komplikací může být značné vyzařování ze štěrbinového vedení do okolního prostoru. Minimálního vyzařování lze dosáhnout výběrem vhodného dielektrického substrátu s velmi vysokou permitivitou & Potom vlnová délka na vedení bude velmi malá v porovnání s vlnovou délkou ve volném prostoru. Vlna podél vedení bude mít vlastnosti povrchové vlny s energií soustředěnou v těsné blízkosti štěrbiny a ztráty vyzařováním budou minimální.

Konfigurace elektrického pole je velmi výhodná pro montáž jednotlivých mikrovlnných součástek, jako např. diody, tranzistory, rezistory, kapacitory atp. V podstatě stačí kontaktovat tyto prvky tak, že dojde k přemostění štěrbiny mezi oběma vodiči. Při návrhu některých typů mikrovlnných obvodů je možné výhodně kombinovat štěrbinové vedení a mikropáskové vedení: na dielektrickém substrátu je z jedné strany vytvořen horní vodič mikropáskového vedení, z druhé strany potom na pokovené stěně je realizováno vedení štěrbinové.

# 2.3. Mikrovlnné rezonátory

Rezonanční obvody jsou využívány pro mnohé aplikace v elektronických obvodech a systémech. Jsou základním prvkem různých typů oscilátorů, laděných zesilovačů, měřičů kmitočtu, filtrů typu pásmová propust nebo zádrž, atd.

Až do kmitočtů řádově asi 300 MHz bývají rezonanční obvody realizovány pomocí soustředěných kapacit a indukčností. Při vyšších kmitočtech je však již obtížné splnit některé požadavky. Např. to, že rozměry kapacit a indukčností mají být menší než asi 1/16 vlnové délky. Dále je obtížné realizovat jakostní kapacity a indukčnosti, protože obvyklé provedení má již mnoho parazitních prvků. Navíc dochází k vyzařování energie, takže pak nelze dosáhnout dostatečných hodnot činitele jakosti rezonátoru.

Pro mikrovlnné kmitočtové pásmo je proto třeba využívat při realizaci rezonančních obvodů odlišných principů, než je obvyklé v radiotechnice. Obvykle je třeba využít tzv. technologie obvodů s rozprostřenými parametry. Je výhodné vytvořit rezonátor z úseku vedení resp. z úseku vlnovodu, zakončených impendancí, která dokonale odrazí přenášený výkon. Nebo obecně odraznou plochou v určitém ohraničeném objemu. Je možné určit několik základních skupin mikrovlnných rezonančních obvodů: - rezonátory vytvořené z úseku vedení,

- dutinové rezonátory (úsek vlnovodu).
- otevřené rezonátory,
- dielektrické rezonátory,
- feritové rezonátory,
- planární rezonátory,
- rezonátory vytvořené podkritickým vlnovodem,
- rezonátory vytvořené soustředěnými prvky.

V prvních šesti skupinách jsou zmíněny rezonátory, které pro svoji činnost využívají vzniku stojatých vln podél vedení nebo uvnitř různými způsoby vytvořené dutiny s odrazným povrchem. Další skupina využívá tzv. evanescentních vidů (vlnovody buzené pod mezním kmitočtem). Do poslední skupiny je možné zahrnout miniaturní indukčnosti a kapacity, realizovatelné moderními mikrovlnnými technologiemi.

#### Obecné vlastnosti rezonančních obvodů

Než se začneme zabývat podrobněji jednotlivými typy rezonátorů pro mikrovlnné obvody, stručně zrekapitulujeme základní vztahy pro obecné vlastnosti rezonančních obvodů. Mezi základní veličiny, charakterizující mikrovlnné rezonátory, patří především:

- rezonanční frekvence  $f_r$  (resp. úhlová rezonanční frekvence  $\omega_r$ ),
- činitel jakosti Q (definován činitel jakosti: vlastní  $Q_0$ , vnější  $Q_e$ , zatížený  $Q_z$ ),
- vstupní impedance Z resp. admitance Y.

V teorii obvodů se rozlišuje rezonanční obvod sériový a rezonanční obvod paralelní. Úhlová rezonanční frekvence  $\omega_r$  obou těchto typů rezonátorů je dána známým vztahem

$$\omega_r = 2\pi f_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad (2.112)$$

Vstupní impendance Z sériového rezonančního obvodu je závislá na úhlové frekvenci  $\omega$  (resp. frekvenci f), jak uvádí následující rovnice

$$Z=R+\mathrm{j}(\omega L-\frac{1}{\omega C})$$
. Při rezonanci platí  $Z=R$ . (2.113)  
Analogicky pro paralelní rezonanční obvod je závislost vstupní admitance  $Y$  na úhlové frekvenci  $\omega$ 

(resp. frekvenci f) dána výrazem

$$Y=G+\mathrm{j}(\omega C-\frac{1}{\omega L})$$
. Při rezonanci platí  $Y=G$ . (2.114)  
Připomeňme, že hodnotu činitele jakosti  $Q_z$  lze určit z rezonanční křivky, na které při frekvencích  $f_1$ 

a  $f_2$  dojde k poklesu o 3 dB

$$Q_z = \frac{f_r}{f_2 - f_1} (2.115)$$

#### Rezonátory vytvořené z úseku vedení

Rezonátor je vytvořen z úseku vedení s vlnou TEM, zakončeného z obou stran impendancí, která dokonale odrazí přenášený výkon (např. zakončení naprázdno nebo nakrátko, další možností je zakončení soustředěnou kapacitou). V obecném obvodě pak lze k vedení připojit jakoukoli obecnou impendanci, pokud její reálná část je velmi malá ve srovnání s imaginární částí - činitel jakosti rezonátoru pak ale bude relativně malý. Kmitočtové pásmo, kde lze takovéto rezonátory využívat, je v rozmezí 10<sup>7</sup> až 10<sup>10</sup> Hz, typické hodnoty činitele jakosti jsou 10<sup>2</sup> až 10<sup>3</sup>.

V dalším textu probereme několik důležitých případů rezonátorů vytvořených úsekem vedení. Ukážeme na existenci řady rezonančních frekvencí, které odpovídají danému rozložení elektrického a magnetického pole podél vedení. Pomocí stejného principu pak lze analyzovat i tzv. planární rezonátory např. pro mikropáskové vedení, jejichž tvar je zpravidla dán jednoduchým geometrickým obrazcem: obdélník, čtverec, kruh, prstenec (tj. mezikruží), radiální pahýl (tj. kruhová výseč), atd.

#### Rezonátor z úseku vedení na jednom konci otevřeném a na druhém konci zkratovaném

Toto uspořádání rezonátoru vytvořeného úsekem vedení je schématicky znázorněno na následujícím obrázku. Závislost příčné složky intenzity elektrického pole TEM vlny, která se šíří podél uvažovaného vedení, na souřadnici z vyjádřit pomocí funkce Z(z) následujícím výrazem

$$Z(z) = C_1 e^{jkz} + C_2 e^{-jkz} (2.116)$$

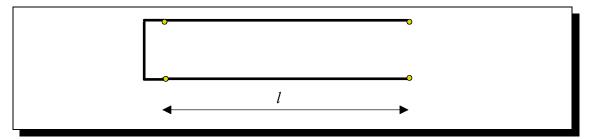
Na otevřeném konci vedení tvořícího rezonátor (z = l) nabývá intenzita elektrického pole své maximální hodnoty. To bude splněno tehdy, pokud

$$kl = (2p-1)\frac{\pi}{2}$$
 pro  $p = 1, 2, 3, ...$  (2.117)

Připomeňme, že pro určení vlnového čísla 
$$k$$
 lze použít kterýkoliv z následující výrazů 
$$k = \omega \sqrt{\mu \varepsilon} = \omega \sqrt{\mu_o \varepsilon_o} \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} \qquad . \tag{2.118}$$

Dosazením této rovnice do předchozí pak dostaneme výraz pro výpočet rezonanční frekvence 
$$f_r$$

$$f_r = \frac{2p-1}{4l} \frac{c}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \text{ a rezonanční vlnové délky } \lambda_r = \frac{4l}{2p-1}$$
(2.119)



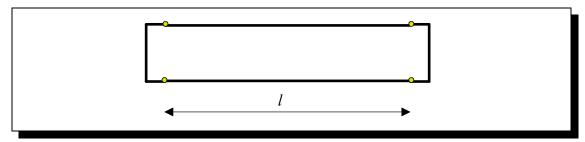
Obr. 2.19. Úsek vedení na jednom konci zkratovaný a na druhém otevřený.

Z výše uvedených vztahů je zřejmé, že rezonátor tvořený úsekem vedení, které je na jednom konci otevřené a na druhém konci zkratované, bude mít nekonečně mnoho rezonančních frekvencí, které odpovídají různým hodnotám indexů p. Nejnižší rezonanční frekvence odpovídá hodnotě indexu p=1, další rezonanční frekvence jsou jejími lichými celistvými (harmonickými) násobky.

Délka vlny v rezonátoru při rezonanci je čtyřnásobkem délky rezonátoru. Někdy proto bývá zvykem hovořit o rezonátoru typu  $\lambda/4$ . Při rezonanci nemění přítomnost dielektrika délku vlny v rezonátoru. Změní se však frekvence, při které dochází k rezonanci. Proto také výraz pro  $\lambda_r$  neobsahuje hodnotu permitivity a permeability.

#### Rezonátor tvořený úsekem vedení, které je na obou koncích zkratované

Toto uspořádání rezonátoru vytvořeného úsekem vedení je schématicky znázorněno na následujícím obrázku.



Obr. 2. 20. Rezonátor tvořený úsekem vedení, které je na obou koncích zkratované.

Na druhém zkratovaném konci vedení tvořícího rezonátor (z = l) nabývá intenzita elektrického pole opět nulové hodnoty. To bude splněno tehdy, pokud

$$kl = p\pi$$
 pro  $p = 1, 2, 3, ...$  (2.120)

Dosazením této rovnice do předchozí pak dostaneme výraz pro výpočet rezonanční frekvence  $f_r$ 

$$f_r = \frac{p}{2l} \frac{c}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \qquad \qquad \lambda_r = \frac{2l}{p} \tag{2.121}$$

#### Rezonátor tvořený úsekem vedení, na které je navázána soustředěná kapacita

Toto uspořádání rezonátoru vytvořeného úsekem vedení je schématicky znázorněno na následujícím obrázku. Kapacita C spolu s induktivní vstupní impedancí vedení nakrátko  $(Z = j\omega L = jZ_v \ tgkl)$  tvoří paralelní rezonanční obvod. Jeho úhlovou frekvenci lze určit ze známého Thompsonova vztahu

$$\omega_r^2 = \frac{1}{IC} \qquad . \tag{2.122}$$

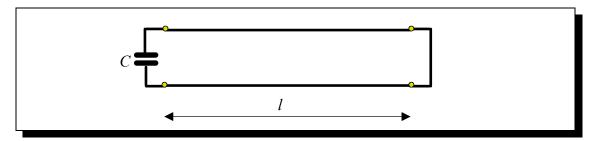
Při rezonanci platí, že výsledná admitance obvodu je nulová

$$j\omega_r C + \frac{1}{jZ_v \operatorname{tg}(k_r l)} = 0 (2.123)$$

kde

$$k_r = \frac{\omega_r}{C} \sqrt{\varepsilon_r} \qquad (2.124)$$

Z předchozích dvou rovnic dostáváme následující výraz pro určení rezonanční frekvence uvažovaného typu rezonátoru  $f_r$ 



Obr. 2.21. Rezonátor tvořený úsekem vedení zakončené z jedné strany zkratem a z druhé kapacitou C.

$$f_r = \frac{1}{2\pi C Z_v \operatorname{tg}(\frac{2\pi f_r}{c} l_{\sqrt{\varepsilon_r}})} \qquad (2.125)$$

Chceme-li určit rezonanční frekvenci  $f_r$ , musíme řešit transcendentní rovnici, takže získáme následující výraz

 $\cot g(k_r l) = \frac{cCZ_v}{l}(k_r l) \tag{2.126}$ 

Tuto rovnici lze řešit graficky. Jako nezávisle proměnnou vyneseme na vodorovnou osu veličinu  $(k_r l)$ . Levá strana rovnice pak reprezentuje graf funkce  $\cot(k_r l)$ . Pravá strana reprezentuje lineární funkci, jejíž graf prochází počátkem a jejíž směrnicí je zlomek před  $(k_r l)$ . Pro zadané vedení (délka l a vlnová impedance  $Z_v$ ) a pro zakončovací kapacitu C je zlomek na pravé straně rovnice konstanta, kterou lze interpretovat právě jako směrnici přímky.

## **Dutinové rezonátory**

Dutinový rezonátor může v podstatě tvořit prostorový útvar libovolného tvaru, vyplněný dielektrikem a uzavřený vodivým pláštěm. Pro dosažení dostatečně vysokých hodnot činitele jakosti je třeba použít nízkoztrátového dielektrika a kovový plášť by měl mít co nejvyšší vodivost.

V praxi však pro návrh a konstrukci dutinového rezonátoru zpravidla využíváme úsek vlnovodu jednoduchého tvaru, tj. obdélníkového nebo kruhového. Na rozdíl od úseku vedení s vlnou TEM musí být úsek vlnovodu ve funkci dutinového rezonátoru zakončen zkratem nebo např. kapacitou. Otevřený konec vlnovodu totiž velmi dobře vyzařuje, takže činitel jakosti by pak byl velmi nízký. Frekvenční pásmo, ve kterém lze dutinové rezonátory výhodně využívat, je v rozmezí 10<sup>9</sup> až asi 10<sup>11</sup> Hz, typické hodnoty činitele jakosti bývají 10<sup>3</sup> až 10<sup>5</sup>.

Příčné rozložení elektromagnetického pole je stejné jako u daného typu vlnovodu, změní se jen funkce Z(z), která musí respektovat existenci stojatých vln uvnitř rezonátoru. Tuto funkci lze určit z okrajové podmínky, že na základnách rezonátoru (které lze považovat za dokonale vodivé) musí být tečná složka intenzity elektrického pole nulová.

#### Dutinové rezonátory vytvořené úsekem obdélníkového vlnovodu

Pro vlny TE musí být rovna nule funkce  $\sin(k_z l)$  a z této podmínky pak můžeme určit konstantu  $k_z$ 

$$\sin(k_z l) = 0 \qquad \Rightarrow \qquad k_z l = p\pi \qquad \Rightarrow \qquad k_z = \frac{p\pi}{l} \qquad (2.127)$$

kde p je libovolné přirozené číslo. Pro funkci příčných souřadnic  $H_z$  tak dostaneme po dosazení okrajových podmínek tuto rovnici

$$H_z(x, y, z) = H_o \cos(\frac{m\pi}{a}x)\cos(\frac{n\pi}{b}y)\sin(\frac{p\pi}{z}l) \qquad (2.128)$$

ve které konstanty m, n a p odpovídají různým vidům uspořádání elektromagnetického pole ve vlnovodu. Alespoň jedna z těchto konstant musí být různá od nuly. Konstantu příčného průřezu pro vid  $TE_{mnp}$  pak lze vyjádřit následujícím vztahem

$$k_{mnp} = \sqrt{k_{c,mn}^2 + \left(\frac{p\pi}{l}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{l}\right)^2} \qquad (2.129)$$

Z předchozí rovnice lze rezonanční frekvenci fr uvažovaného rezonátoru určit pomocí rovnice

$$f_{r,mnp} = \frac{c}{2\pi \sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{l}\right)^2} \qquad (2.130)$$

#### Dutinové rezonátory vytvořené úsekem kruhového vlnovodu

Analogickým postupem dostaneme i pro válcový rezonátor vztahy pro vlastní vlnové číslo a rezonanční frekvenci

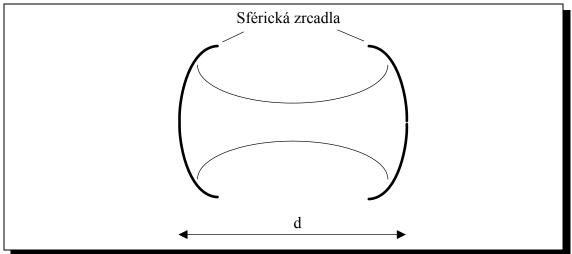
$$k_{mnp} = \sqrt{k_{c,mn}^2 + \left(\frac{p\pi}{l}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{p'_{mn}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{l}\right)^2}$$
(2.131)

a

$$f_{r,mnp} = \frac{c}{2\pi \sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{p'_{mn}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{l}\right)^2} \qquad (2.132)$$

### Otevřené rezonátory

Tyto rezonátory (často též nazývány Fabry-Perotovy rezonátory) Jsou vytvořené prostorem dielektrika (zpravidla vzduch), které je omezeno soustavou dvou dokonale rovnoběžných rovinných zrcadel, resp. souose umístěných zrcadel kulového nebo parabolického tvaru. Tato zrcadla mohou být vytvořena kovovými nebo dielektrickými deskami. Mezi zrcadly vznikne stojaté vlnění o vysoké kmitočtové selektivitě. Rozměry zrcadel i jejich vzdálenost musí být mnohonásobně větší než použitá vlnová délka, proto jsou tyto rezonátory používány v oblasti milimetrových a submilimetrových vln. Používají se též jako rezonanční obvody v laserech. Kmitočtové pásmo, kde lze takovéto rezonátory využívat, je v rozmezí 10<sup>11</sup> až asi 10<sup>14</sup> Hz, typické hodnoty činitele jakosti jsou cca 10<sup>5</sup>.



Obr. 2.22. Geometrické uspořádání otevřeného (Fabry-Perotova) rezonátoru.

Za předpokladu rovnoběžných rovinných zrcadel (jejichž vzdálenost označíme d), lze rovinnou vlnou TEM vybudit v prostoru mezi zrcadly stojaté vlny, které můžeme popsat následujícími rovnicemi

$$E_x = E_o \sin(k_o z) \tag{2.133}$$

$$H_y = \frac{jE_o}{Z_o}\cos(k_o z)$$

kde  $E_o$  je amplituda intenzity elektrického pole,  $Z_o$  je charakteristická impedance volného prostoru. Takovéto pole vyhovuje okrajové podmínce  $E_x = 0$  při z = 0. Aby mohla být splněna i okrajová podmínka  $E_x = 0$  při z = d, pak musí platit rovnice

$$k_0 d = l\pi$$
 kde  $l = 1, 2, 3, \dots$  (2.134)

$$k_o d = l\pi \qquad \text{kde} \qquad l = 1, 2, 3, \dots ,$$
ze které pak lze určit výraz pro rezonanční frekvenci
$$f_r = \frac{ck_o}{2\pi} \qquad \text{a opět} \quad l = 1, 2, 3, \dots . \tag{2.134}$$

Všimněte si, že pro označení rezonančních modů v tomto případě je použit jen jeden index pro počet půlvln v podélném směru. Pro dosažení vysokých hodnot činitele jakosti tento index musí být řádově  $10^2$  až  $10^3$ .

#### Dielektrické rezonátory

Funkce dielektrického rezonátoru je založena na principu rezonance elektromagnetické vlny uvnitř zvoleného dielektrika. Je známo, že na rozhraní dielektrikum vzduch nastává odraz a lom dopadající elektromagnetické vlny. Bude-li úhel dopadu vlny větší, než je úhel kritický, pak nastává úplný odraz vlny od rozhraní. Je-li relativní permitivita dielektrika dostatečně velká  $\varepsilon_r \simeq 100$ , pak je kritický úhel malý a elektromagnetické pole bude uzavřeno uvnitř dielektrického útvaru a za jeho hranice bude vyzařována jen velmi malá část energie.

Dielektrický rezonátor bývá proto vytvořen nízkoztrátovým dielektrikem o vysoké hodnotě relativní permitivity, typicky platí  $30 \le \varepsilon_r$ . Dalším požadavkem je teplotní stálost těchto parametrů. Pro realizaci dielektrických rezonátorů se proto obvykle používají materiály na bázi barium tetratitanátu resp. titanium dioxyd. Kmitočtové pásmo, kde lze takovéto rezonátory využívat, je v rozmezí  $10^7$  až asi  $10^{10}$  Hz. Činitel jakosti bývá řádově  $10^2$ , ale lze dosáhnout i hodnot o jeden až dva řády vyšších. Tvar a rozměry dielektrického rezonátoru jsou voleny tak, aby při dané frekvenci vyhovovaly rezonanční podmínce, nejčastěji se využívají rezonátory válcového tvaru.

Princip jeho činnosti je podobný principu dutinového rezonátoru, kterým jsme se zabývali v předchozí kapitole. V důsledku vysoké relativní permitivity použitého materiálu jsou váha a rozměry dielektrických rezonátorů mnohem menší než váha a rozměry dutinových rezonátorů. Převážná část elektromagnetické energie je nahromaděna uvnitř dielektrika. Avšak na rozdíl od dutinových rezonátorů existuje rozptylové pole také vně dielektrického rezonátoru. Externí kovová destička proto může být použita pro doladění rezonančního kmitočtu.

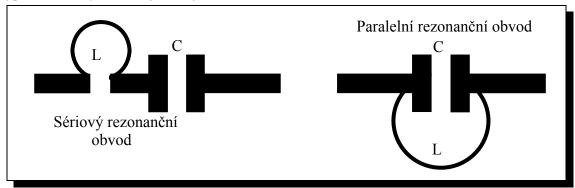
#### Feritové rezonátory

Feritový rezonátor je vytvořen vzorkem yttrioželezitého resp. yttrioinditého feritu, který je zmagnetizován vnějším magnetickým polem do nasycení. Zpravidla mají tvar kuličky, vyrobené jsou z monokrystalů typu yttriových granátů (označení YIG).

Podobně jako u dielektrických rezonátorů, v důsledku vysoké hodnoty relativní permeability jsou rozměry těchto rezonátorů velmi malé vzhledem k vlnové délce na vedení. Pro kmitočtové pásmo jednotek až desítek GHz pak průměr těchto kuliček vychází řádově jednotky milimetru a méně. Proto se tyto rezonátory umísťují přímo do vedení a vlnovodů, takže odpadá zvláštní vazební prvek. Povrch těchto kuliček musí být dokonale vyleštěn, jejich činitel jakosti Q pak může dosahovat hodnot kolem  $10^3$ . Kmitočtové pásmo, kde lze takovéto rezonátory využívat, je v rozmezí  $10^7$  až asi  $10^{10}$  Hz, typické hodnoty činitele jakosti jsou  $10^2$  až  $10^3$ .

#### Rezonátory vytvořené soustředěnými prvky

Kmitočtové pásmo, kde lze takovéto rezonátory využívat, je v rozmezí  $10^7$  až asi  $10^{10}$  Hz, typické hodnoty činitele jakosti jsou  $10^2$  až  $10^3$ .



Obr. 2.23. Mikrovlnné rezonanční obvody se soustředěnými parametry.

# 3. BIOLOGICKÉ ÚČINKY MIKROVLNNÉ ENERGIE

Biologické účinky elektromagnetických vln jsou v mnoha zemích světa včetně ČR předmětem výzkumů již více než 3b0 let. Jedná se ale o velmi komplikovanou problematiku, a tak do uzavření a vyhodnocení těchto studií zbývá ještě mnoho práce.

Realizace a vyhodnocení mnohých experimentů pro studium biologických účinků elektromagnetického pole je navíc komplikováno tím, že tyto experimenty nemohou být aplikovány na lidi. Proto se experimentuje na zvířatech - ne vždy se však zjištěné účinky dají přímočaře a jednoznačně přenášet do humánní medicíny.

# 3.1. Biologické účinky

Dle přehledu literatury existuje již několik tisíc prací publikovaných v této oblasti, mnoho z nich má ale dosti spekulativní charakter a výsledky některých studií jsou protichůdné - realizace experimentů tohoto druhu není snadná, zabránit rušivým vlivům je často obtížné až nemožné. Ve skutečnosti absorpce a tedy i účinky jsou výrazně závislé na vlastnostech biologických tkání - zejména na těchto faktorech:

- dielektrických vlastnostech tkáně,
- geometrickém tvaru a rozměrech tkáně,
- trojrozměrném nehomogenním prostorovém rozložení tkání,
- orientaci a polarizaci EM pole,
- kmitočtu EM pole,
- zdroji vyzařování EM pole,
- podmínkách ozáření,
- délce trvání experimentu,
- ozáření trvalé nebo dle časového schématu,
- intenzitě elektrického resp. magnetického pole.

V odborné literatuře bývá zvykem dělit biologické účinky na tepelné a netepelné podle následujících kritérií:

#### Netepelné účinky

Netepelné účinky jsou vlastně skutečné (přímé) účinky elektromagneticého pole - tj. při velmi nízké energetické úrovni, kdy nedojde k absorpci většího výkonu a tudíž ani ke zvýšení teploty sledované biologické tkáně. Studiem vlivu elektromagnetického pole na buňku - "in vitro" se zatím neprokázaly škodlivé účinky na enzymy, DNA, buněčnou membránu, ani na jiné části buněk.

Nicméně všeobecné studie demonstrují určitý vliv elektromagnetických polí na člověka. Nezávislé mezinárodní studie například ukazují na statisticky prokazatelné zrychlení reakční doby uživatele mobilního telefonu v průběhu jeho užívání a tento efekt přetrvává po určitou dobu i po skončení hovoru. Diskutují se i subjektivní potíže, jako je např. pocit větší únavy, pocit zhoršené paměti, atp., je však otázkou, do jaké míry se v těchto případech uplatňuje fobie z elektromagnetického ozáření.

#### Tepelné účinky

Jsou chápány jako projev nuceně zvýšené teploty při absorpci vyšší úrovně elektromagnetické energie, kdy již dojde k ohřevu biologické tkáně. Takovýchto účinků se využívá u již výše zmíněných variant termoterapie.

Ve skutečnosti mohou být tyto tepelné účinky doprovázeny i vlastními účinky elektromagnetického pole. Obecně je pak velmi obtížné odděleně vyhodnotit výsledný efekt tepelných a výsledný efekt netepelných účinků.

V poslední době se pozvolna pojem "tepelných a netepelných účinků" nahrazuje pojmem "účinky na vysoké resp. nízké úrovni EM pole".

# 3.2. Veličiny vhodné pro definování hygienické normy

Konkrétním výsledkem dosavadního výzkumu jsou hygienické normy, které určují maximální hodnoty intenzity elektrického pole nebo maximální hodnoty dopadajícího (resp. absorbovaného) výkonu, jejichž účinku smí být člověk vystaven, aniž by došlo k jakémukoliv ohrožení jeho zdraví. Tyto normy se zatím v různých zemích poněkud liší, ale v rámci mezinárodních výzkumných programů (např. dříve projekt COST 244, nyní COST 281) se v EU pracuje na jejich sjednocení.

Pro srovnání působení elektromagnetického pole na živé organismy je třeba najít vhodnou veličinu. V současné době se nejvíce používá těchto veličin:

#### - Hustota dopadajícího výkonu: p [W/m²]

Veličina vhodná pro mikrovlnnou část kmitočtového spektra. Můžeme ji dobře měřit, ale sama o sobě nedefinuje expozici biologické tkáně elektromagnetickým polem dost přesně. Část dopadajícího výkonu se totiž od biologické tkáně odrazí. Takže z dopadajícího výkonu se do tkáně dostane jen jeho část. Tuto veličinu využívá naše hygienická norma, viz další text.

#### - SAR (Specific Absorption Rate) [W/kg]

Jde o výkon absorbovaný na 1 kg tkáně. Tato veličina velmi přesně definuje míru expozice biologické tkáně elektromagnetickým polem, ale obtížněji se měří. Zavádí a využívá ji norma USA, kterou vydal ANSI (American National Standard Institute).

$$SAR = \frac{\partial}{\partial t} \left( \frac{\partial W}{\partial m} \right) = \frac{\partial}{\partial t} \left( \frac{\partial W}{\rho \partial V} \right) = \frac{\partial P}{\partial m} = \frac{\partial P}{\rho \partial V}$$
 [W/kg] (3.1)

kde W je elektromagnetická energie absorbovaná v biologické tkání, t značí čas a m hmotu. P je výkon elektromagnetické vlny, která se šíří biologickou tkání,  $\rho$  je hustota tkáně a V značí objem. Dalším odvozením bychom mohli předchozí výraz upravit také do tvaru, ve kterém bude figurovat prostorové rozložení intenzity elektrického pole E(x,y,z)

$$SAR = \frac{\sigma}{\rho} \frac{|E(x, y, z)|^2}{2}$$
(3.2)

kde  $\sigma$  je elektrická vodivost uvažované tkáně. Pokud je možné zanedbat vedení tepla ve studovaném biologickém objektu resp. jeho modelu - fantomu, pak veličinu SAR lze vyjádřit také pomocí časové změny (derivace, diference) časově závislého prostorového rozložení teploty T(x,y,z,t) ve studovaném objektu

$$SAR = c \frac{\partial T(x, y, z, t)}{\partial t} = c \frac{\Delta T(x, y, z, t)}{\Delta t}$$
(3.3)

kde c je měrné teplo biologické tkáně nebo jejího fantomu.

#### - ARD (Absorption Rate Density) [W/m<sup>3</sup>]

Je veličina svojí povahou blízká veličině SAR. Fyzikálně jde o výkon absorbovaný na jednotce objemu

$$ARD = \rho c \frac{\partial T(x, y, z)}{\partial t} = \rho c \frac{\Delta T(x, y, z)}{\Delta t}$$
(3.4)

#### - Intenzita elektrického pole: *E* [V/m]

Veličina vhodná spíše pro vyjádření účinku elektromagnetického pole pro rozsah působení od stejnosměrné veličiny až po oblast radiotechnických kmitočtů (tj. asi do 300 MHz). Přepočet na hustotu výkonu lze vyjádřit následujícím výrazem

$$p = \frac{|E(x, y, z)|^2}{120\pi} \tag{3.5}$$

# - Intenzita magnetického pole: H [A/m]

Analogicky k předchozí veličině se někdy sleduje vliv prostorového rozložení intenzity magnetického pole

$$p = 120\pi |\mathbf{H}(x, y, z)|^2 \tag{3.6}$$

#### - Proudová hustota: **J** [A/m<sup>2</sup>]

Proudová hustota je další často používaná veličina. Dle teorie elektromagnetického pole platí známý vztah

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \tag{3.7}$$

Známe-li tedy rozložení intenzity elektromagnetického pole a vodivost biologické tkáně ve studované oblasti, pak můžeme určit i proudovou hustotu.

Elektromagnetickou energii absorbovanou v biologické tkáni nejlépe vyjadřuje veličina *SAR*, kterou můžeme na fantomech měřit různými metodami, viz další text. Velmi obtížně se ale tato veličina měří prostorově přímo v živém organismu, spíše lze určit jen v několika vybraných bodech.

Často se proto musíme omezit na měření veličin v blízkém okolí živého organismu, nejlépe na měření hustoty výkonu p dopadající elektromagnetické vlny nebo na měření intenzity elektromagnetického pole E.

Hledejme proto vhodný postup pro určení absorbované dávky elektromagnetické energie v živé biologické tkáni. V mikrovlnném kmitočtovém pásmu je zřejmě vhodná kombinace prvních dvou veličin podle doporučeného postupu:

- 1) Matematickým modelováním nebo experimentálně určit prostorové rozložení SAR.
- 2) Určit, jaká hodnota hustoty výkonu *p* dopadající elektromagnetické vlny je potřebná pro dosažení výše uvedené hodnoty *SAR*.

V takovémto případě potřebujeme znát vztah mezi hustotou dopadajícího výkonu p a veličinou SAR.. Předpokládejme, že intenzitu dopadajícího elektrického pole označíme  $E_i$  a intenzitu elektrického pole uvnitř biologické tkáně  $E_t$ . Tyto dvě veličiny budou vázány vztahem

$$\boldsymbol{E}_t = T\boldsymbol{E}_i \tag{3.8}$$

kde *T* je tzv. činitel proniku elektromagnetické vlny do biologické tkáně. Dosazením této rovnice do rovnice (3.2) pak dostaneme výsledný vztah

$$SAR = \left(\frac{\sigma}{2\rho}\right)(T\mathbf{E}_i)^2 \tag{3.9}$$

# 3.3. Hygienické normy - doporučené limity

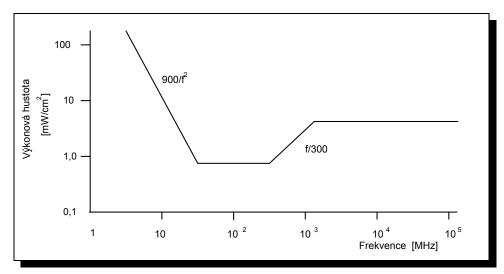
Hygienické normy (resp. výnosy či směrnice hygieniků) jsou důležitou informací pro ochranu lidí před nežádoucími účinky elektromagnetického pole - někdy se též používá výrazu ochrana před ozářením elektromagnetickým polem. Takováto norma nám umožňuje rozlišit situace, kdy účinky elektromagnetického pole nemohou být nebezpečné, od případů, kdy nepříznivý vliv těchto účinků lze zcela vyloučit. Proto je třeba věnovat těmto normám značnou pozornost. Nemenší pozornost je však třeba věnovat i metodice a přístrojovému vybavení měření výše uvedených veličin.

### 1) Hygienická norma dle ANSI a norma Evropské unie

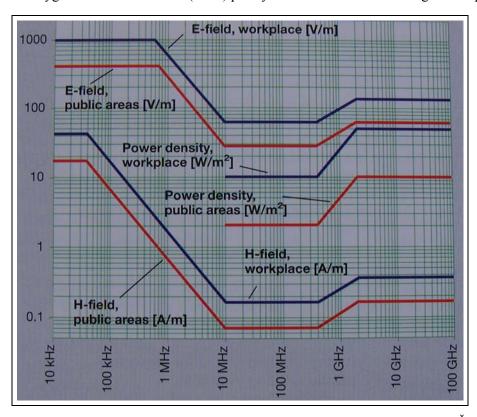
V USA dospěli k názoru, že hranice bezpečné absorpce elektromagnetické energie v biologické tkáni je přibližně na úrovni SAR = 4 W/kg. Nad touto hranicí již dochází ke zvyšování teploty exponované biologické tkáně. Pro dosažení bezpečnostního faktoru 10x pak byla zvolena hranice hygienické normy SAR = 0,4 W/kg. Na obr. 3.1 je znázorněna frekvenční závislost přípustné hodnoty výkonové hustoty.

Všimněte si výrazně přísnějších požadavků na hodnoty limitu ve frekvenčním intervalu 30 až 300 MHz. V tomto frekvenčním pásmu totiž dochází k rezonancím lidského těla, pokud jej zjednodušeně interpretujeme jako dipól. V pásmu desítek MHz dochází k rezonanci těla dospělých lidí, v pásmu stovek MHz může nastat rezonance těla dětí. Právě při rezonanci by se mohla absorbovaná energie několikanásobně zvýšit, proto je v této frekvenční oblasti norma mnohem přísnější.

Obr. 3.1b pak ukazuje hygienickou normu Evropské unie. Z diagramu je možné odečíst nejen maximální povolenou úroveň dopadající mikrovlnné energie, ale také limitní hodnoty pro další veličiny elektromagnetického pole.



Obr. 3.1a. Hygienická norma ANSI (USA) pro vysokofrekvenční elektromagnetické pole.



Obr. 3.1b. Evropská norma pro povolenou expozici EM polem, nově platí i v ČR.

#### 2) Výnos hlavního hygienika ČR

Výnos hlavního hygienika ČR z roku 1990 reprezentuje normu, jejíž platnost končí s naším vstupem do EU. Přesto ji zde uvedeme, protože má v sobě zakomponovány zajímavé aspekty expozice člověka elektromagnetickým polem.

Tento výnos definoval dávku účinku elektromagnetického pole na živé organismy resp. biologickou tkáň jako součin hustoty výkonu elektromagnetického pole s dobou, po kterou působí na živý organismus resp. biologickou tkáň. V současné době Radiofrekvenční a mikrovlnné kmitočtové spektrum je pak rozděleno do tří kmitočtových pásem, ve kterých jsou definovány maximální přípustné hodnoty zmíněného součinu  $(|E|^2t)_{\text{max}}$  nebo  $(pt)_{\text{max}}$ .

První z tabulek uvádí únosné hodnoty ozáření elektromagnetickým polem platné pro obyvatelstvo, které není pravidelně lékařsky kontrolováno.

Kmitočtové pásmo [MHz]	$( E ^2 t)_{\text{max}} [(V/m)^2.h]$	( <i>pt</i> ) <sub>max</sub> [mW.h.cm <sup>-2</sup> ]
<b>f</b> < 30	700	1,87
$30 < \mathbf{f} < 300$	100	0,27
300 < <b>f</b>	45	0,12

Tab. 3.1. Únosné hodnoty ozáření elektromagnetickým polem pro obyvatelstvo.

Následující tabulka pak připouští poněkud vyšší dávku ozáření elektromagnetickým polem pro skupinu pracovníků obsluhujících mikrovlnná zařízení, kteří jsou pravidelně lékařsky kontrolováni. V jejich případě je přípustná denní resp. směnová dávka mikrovlnného ozáření dána tabulkou 3.2.

Kmitočtové pásmo [MHz]	$( E ^2 t)_{\text{max}} [(V/m)^2.h]$	(pt) <sub>max</sub> [mW.h.cm <sup>-2</sup> ]
<b>f</b> < 30	7000	18,7
$30 < \mathbf{f} < 300$	800	2,16
300 < <b>f</b>	300	0,8

Tab. 3.2. Přípustná denní resp. směnová dávka mikrovlnného ozáření pro pracovníky obsluhující mikrovlnná zařízení.

Nově se ve výnosu hlavního hygienika ČR zavádí nepřekročitelné limity pro okamžité hodnoty veličin  $E_{\text{max}}$  a  $p_{\text{max}}$ , které pro obyvatelstvo uvádí tabulka 3.3.

Kmitočtové pásmo [MHz]	$E_{\text{max}}$ [V/m]	$p_{\text{max}} [\text{mW.cm}^{-2}]$
<b>f</b> < 30	80	17,0
30 < <b>f</b> < 300	30	2,4
300 < <b>f</b>	10	0,25

Tab. 3.3. Nepřekročitelné limity pro okamžité hodnoty veličin  $E_{\text{max}}$  a  $p_{\text{max}}$  pro obyvatelstvo.

a také pro lékařsky kontrolovanou skupinu lidí pracujících na vysokofrekvenčních výkonových zařízeních, viz tabulka 3.4.

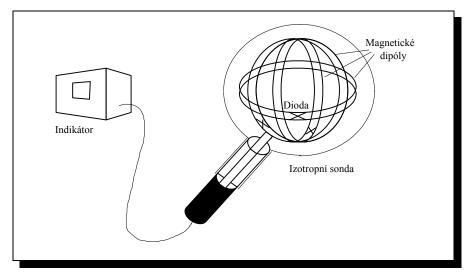
Kmitočtové pásmo [MHz]	$E_{\text{max}}$ [V/m]	$p_{\text{max}}$ [mW.cm <sup>-2</sup> ]
<b>f</b> < 30	300	238,0
30 < <b>f</b> < 300	100	26,5
300 < <b>f</b>	31,6	2,65

Tab.3.4. Nepřekročitelné limity pro okamžité hodnoty  $E_{\text{max}}$  a  $p_{\text{max}}$  pro obsluhy mikrovlnných zařízení.

# 3.4. Sonda pro měření hygienických limitů

Pro měření veličin definujících hygienické limity pro působení elektromagnetického pole je nutné použít speciální sondu, která umožní měřit výše uvedené veličiny, nebo alespoň některé z nich. Takováto sonda musí obsahovat tři vzájemně kolmé prvky pro snímání tří vzájemně kolmých složek elektromagnetického pole. Těmito prvky jsou buď zpravidla tři elementární dipóly pro měření intenzity elektrického pole, nebo tři magnetické dipóly ve formě tří uzavřených smyček pro měření intenzity magnetického pole.

Na obr. 3.2 je znázorněn princip izotropní sondy se třemi magnetickými dipóly (smyčkami), která umožňuje měřit uvedené veličiny nezávisle na směru svého natočení. Elementární dipól nebo uzavřená smyčka pak vždy obsahují detekční diodu, která umožní měřit buď indukované napětí nebo proud (v obrázku vyznačena křížkem). Propojíme-li tyto diody do série, pak výsledný údaj měřicího zařízení odpovídá vektorovému součtu dílčích hodnot ve směru jednotlivých dipólů.



Obr. 3.2. Izotropní sonda pro měření veličin elektromagnetického pole.

Pokud bychom použili sondu se dvěmi diodami nebo jen s jednou diodou, pak bychom museli vždy měřit zvolenou veličinu až po nalezení maximálního údaje indikátoru natáčením polohy sondy. To je samozřejmě zdlouhavé a nemusíme vždy dostat správný výsledek. Proto je možné doporučit přednostní používání právě izotropní sondy.

Některé firmy, např. NARDA, navrhují přístroj pro měření hygienických norem tak, že neukazuje měřenou hodnotu konkrétní veličiny, ale přímo vyhodnotí procento hodnoty dané normy. Elektronika přístroje přitom změří a respektuje i frekvenci měřeného pole. To je velmi výhodné, protože pak orientační měření úrovně veličin elektromagnetického pole může provést kdokoliv, není třeba mít vzdělání v oboru vysokofrekvenční techniky.

Důležitým aspektem měření veličin elektromagnetického pole je samozřejmě metodika měření. Je třeba si uvědomit, že i typ úchytu sondy a také typ zařízení pro její pohyb po předepsané dráze nebo uvnitř předepsané oblasti může významně ovlivnit výsledek měření, neboť je součástí celkového elektromagnetického problému.

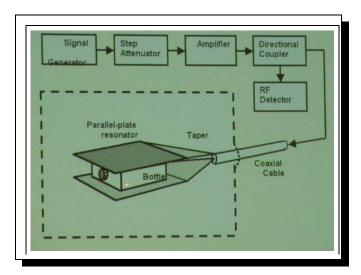
Orientační měření veličin elektromagnetického pole s výše uvedeným zařízením zvládne po zaškolení kdokoliv z personálu uvažovaného pracoviště. Avšak přesné měření veličin elektromagnetického pole není snadnou záležitostí. Vyžaduje účast kvalifikovaného odborníka, který je schopen zařízení patřičně okalibrovat, vyhodnotit všechny chyby měření a eventuelně je korigovat.

# 3.5. Biologické účinky EM pole

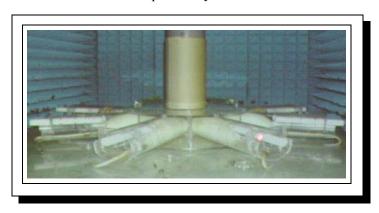
Biologické účinky EM pole je možné studovat "in vitro" (tj. kultura exponovaných buněk je ve zkumavce resp. obecné experimentální nádobě, viz obr. 3.3) nebo "in vivo" (tj. na živém objektu, zpravidla jde o experimentální zvířata, viz obr. 3.4).

Na obr. 3.3 je znázorněna souprava pro biologické experimenty "in vitro" vybavená výkonovým generátorem. Pro definovanou expozici (tj. dobře určitelnou dávku absorbované energie s vysokým stupněm homogenity v exponovaném vzorku) je pomocí rozměrného páskového vedení realizována tzv. TEM buňka (mezi širokými rovnoběžnými vodivými pásky je vybuzena rovinná vlna. Toto páskové vedení je k výstupnímu koaxiálnímu vedení (výstup z kaskády generátor, výkonový zesilovač) vázáno pomocí páskového trychtýře. Přechody koaxiál-trychtýř i trychtýř-páskové vedení musí být samozřejmě dokonale impedančně přizpůsobené.

Na obr. 3.4. je fotografie expozičního systému pro biologické experimenty. Jak je vidět, kolem antény, která je umístěna v centru (ose) uvažovaného expozičního systému je několik pozic pro experimentální zvířata. Tím je možné zvýšit efektivitu experimentu a i zlepšit statistické výsledky (k vyhodnoceni experimentu máme hned několik identicky exponovaných zvířat).



Obr. 3.3. Expoziční systém "in vitro".



Obr. 3.4. Expoziční systém "in vivo" na bázi experimentálních zvířat.

# 3.6. Přehled lékařských aplikací mikrovlnné techniky

Mezi významné lékařské a společenské problémy současné doby patří také hledání nových léčebných metod pro různé typy onemocnění, jako např. léčba zhoubných nádorů. Základní léčebné postupy v onkologii (tj. radioterapie, chemoterapie a chirurgie) jsou již dobře známé a tak i jen malá zlepšení těchto metod vyžadují mnoho času a investic. Proto je nutné hledat další onkologické léčebné metody, které buď samostatně nebo v kombinaci s některou z klasických metod umožní zlepšit klinické výsledky.

Rozvoj technických disciplin významně podporuje vznik nových léčebných metod. I mikrovlnná technika nachází v tomto směru nová zajímavá uplatnění. V tomto stručném přehledu se zaměříme na léčebné metody, které využívají tepelných účinků mikrovlnné energie, kdy EM pole je použito pro ohřev léčené oblasti biologické tkáně, eventuálně pro ohřev určitého implantovaného objektu:

#### Mikrovlnná hypertermie (využití v onkologii)

Využití pro léčbu nádorových onemocnění. Biologický princip využívá toho, že některé nádorové buňky jsou citlivé na teplotu vyšší než 42 °C, zatímco zdravé buňky zpravidla přežívají zvýšení teploty až do 45 °C. Takže ohřev oblasti nádoru na teploty 42 až 45 °C selektivně ničí nádorové buňky. Podrobněji popíšeme v následujím textu.

Pro tento způsob léčby musí být klinické pracoviště vybaveno speciálním zařízením, které obsahuje výkonový generátor a tzv. aplikátor, který požadovaným definovaným způsobem převádí mikrovlnnou energii do léčené oblasti. Dále pak čidla pro průběžné měření teploty. Hypertemická souprava je dnes již zpravidla řízena počítačem. K úspěšným klinickým výsledkům při léčbě tisíců pacientů na celém světě pravděpodobně přispívají i přímé biologické účinky elektromagnetického pole. Mikrovlnná hypertermie je v současné době nejrozšířenější léčebná metoda využívající

mikrovlnné energie. Proto jí věnujeme více místa v dalším výkladu, viz následující odstavec a další kapitoly.

#### Mikrovlnná diatermie (využití při rehabilitacích a fyzikální léčbě)

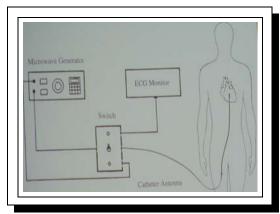
Podobně jako u hypertermie i zde léčebný účinek je vyvolán na principu ohřevu biologické tkáně, avšak na teploty nižší - zpravidla jen do 41 °C. Využívá se pro léčbu bolestí u některých revmatických a degenerativních onemocnění a též pro léčbu chronických zánětů rezistentních na antibiotika. Využití je možné např. při kombinované léčbě neplodnosti u žen (tj. aplikace v oblasti gynekologie).

## Mikrovlnná termokoagulace (využití v urologii)

Ohřev na teploty vyšší než 45 °C. Jako příklad můžeme uvést mikrovlnnou léčbu prostaty, která může nahradit komplikovanou operaci.

#### Mikrovlnná angioplastika (využití v kardiologii)

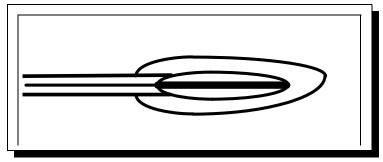
Je příkladem možnosti využití mikrovlnného zařízení v kardiologii. Metoda využívá kateter zakončený balonkem a doplněný mikrovlnnou antenkou, který se zavede do částečně nebo zcela blokované cévy. Teplo získané mikrovlnnou energií umožňuje bezpečněji odstranit sklerotické pláty usazené na stěnách cév - viz následující obrázek. Dále je tato metoda v USA využívána i pro léčbu srdečních arytmií.



Obr. 3.5. Systém pro mikrovlnnou angioplastiku.

#### Mikrovlnný skalpel (využití v chirurgii)

Při některých chirurgických operacích bývá jedním z problémů ztráta krve pacienta. Konstrukce mikrovlnného skalpelu obsahuje speciální rezonátor, který umožňuje vyzářit energii do operované tkáně. V důsledku absorbce této energie se povrchová vrstva tkáně v řezu ohřívá až vznikne tenká krusta, která snižuje krvácení a tedy ztrátu krve operovaného pacienta.



Obr. 3.6. Mikrovlnný skalpel

#### Rostoucí implanty (využití v chirurgii)

V případech, kdy jsou dětem voperovány umělé implanty (tj. např. náhrady kostí, kloubů nebo umělých prvků některých orgánů dětských pacientů), musí se operace zpravidla jednou nebo i postupně několikrát opakovat, aby se implant vyměnil vždy za větší. Speciální konstrukcí různých typů takovýchto implantů je možné dosáhnout změny rozměrů mikrovlnným ohřevem tohoto

implantu přímo v těle pacienta. Pacient je tak ušetřen zbytečných operací. Tato metodika je zatím jen ve stádiu prvotního výzkumu. Možnosti jejího využití by mohly být v různých oblastech medicíny.

#### Další možnosti využívání mikrovln v medicíně

Kromě již zmíněných léčebných metod může být termoterapeutická souprava v upravené podobě využita i k dalším lékařským účelům, např. :

- pro rychlejší rozmrazení biologické tkáně po kryogenních operacích,
- podpora diagnostiky nádorů (při působení mikrovlnné energie se jejich teplota zvyšuje rychleji než u zdravé tkáně),
- jsou zkoumány možnosti využití celotělové termoterapie pro léčbu AIDS, neboť virus HIV je velmi citlivý na zvýšenou teplotu.

Jsou zkoumány i některé další možnosti v oblasti diagnostických metod, využívajících základní mikrovlnné snímací principy, zatím se ale rozsáhleji nevyužívají.

Obecně bychom mohli do diskutovaného oboru zahrnout i speciální mikrovlnné díly lékařských přístrojů, jejichž celkový léčebný resp. diagnostický princip není založen na mikrovlnné technice (viz např. vlnovodný systém v lineárních urychlovačích pro radioterapii):

#### - Mikrovlnné lékařské senzory

Různé typy senzorů na mikrovlnné bázi umožňují realizovat snímače pro velmi různorodé aplikace. Na principu Dopplerova efektu lze realizovat mikrovlnné senzory pro měření rychlosti nebo její změny, eventuálně senzory pro zjišťování pohybu v určité oblasti. Jiné typy senzorů umožňují rychlé měření vlhkosti, atp.

#### - Mikrovlnná diagnostika

V technické a lékařské praxi se již delší dobu využívá v diagnostice tzv. tomografie na bázi ionizujícího záření resp. na bázi ultrazvuku. I spektrum mikrovlnných frekvencí je možné považovat za perspektivní pro lékařskou mikrovlnnou diagnostiku. V dalším textu je uveden základní přehled již využívaných metodik (MR) nebo zatím ještě jen rozpracovávaných metod:

#### - Magnetická rezonance (MR)

Magnetická rezonance je dnes již jednou z nejvýznamnějších lékařských diagnostických metod.

#### - Mikrovlnná tomografie

Jde o novou diagnostickou metodu, která se ještě v praxi nevyužívá, ale některé světové laboratoře na jejím rozvoji pracují.

#### - Měření komplexní permitivity biologické tkáně

Některé specielní diagnostické problémy bude zřejmě možné řešit na bázi měření komplexní permitivity biologické tkáně v diagnostikované oblasti.

#### - THz vlny

Horní okraj mikrovlnného pásma tvoří tzv. terahertzové vlny, na které pak navazuje oblast infračerveného záření - mají k nim fyzikálně blízko a mohou být využívány k velmi zajímavým diagnostickým/zobrazovacím aplikacím. Těmto vlnám je v poslední době věnována velká pozornost (program EU "Terahertz Bridge).

# 3.7. Biologické principy mikrovlnné termoterapie

V dalším textu se podrobněji zaměříme na biologické principy jednotlivých termoterapeutických metod. Zvláštní pozornost přitom budeme věnovat hypertermii, jako dosud nejvýznamnější termoterapeutické metodě, zejména z hlediska rozsahu dosavadního využití.

#### Biologické principy hypertermie

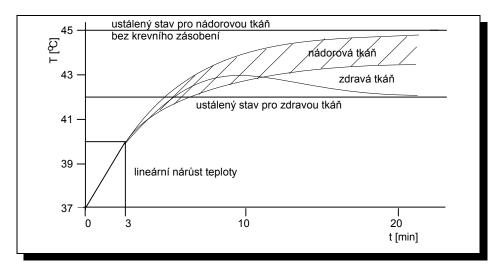
Pro dobré porozumění biologickým procesům při hypertermii je nutné studovat jevy odehrávající se na úrovni buněk nebo i jen molekul. Protože podstata tohoto textu je zaměřena na vybrané fyzikální a

technické problémy, uvedeme zde jen stručný popis základních účinků hypertermie na biologickou tkáň (zájemcům o podrobnější vysvětlení lze doporučit specializovanou literaturu).

Jak již bylo řečeno, podstatou léčebného účinku hypertermie je ničení nádorových buněk, které jsou většinou na tepelnou zátěž méně odolné než buňky zdravých tkání. To je výsledek současného působení více faktorů a mechanizmů na úrovni buněčné i tkáňové, z nichž následující dva je možné považovat za dominantní:

- a) Využívá se různé reakce zdravé a nádorové tkáně na umělé zvýšení teploty v určité oblasti. Průtok krve podkožím a svalem se až do 45 °C zvyšuje a tím se zdravá biologická tkáň reflektoricky brání proti dalšímu zvyšování teploty a teplotnímu poškození. U nádorů o průměru větším než asi 2 cm se však tento obranný mechanizmus hroutí již při 41 °C a dalším zvyšováním teploty se přítok krve dokonce snižuje, čímž teplota v nádorové tkáni stoupá ještě rychleji a tak v krátké době dojde k poškození této tkáně. Tento jev lze vysvětlit tím, že základní vlastností nádorů je novotvoření pouze kapilár krevního řečiště, které nejsou schopny reflektoricky reagovat na vyšší teplotu.
- b) Přispívá k tomu i ta skutečnost, že nádorová tkáň se díky charakteru svého řečiště ohřívá více než okolní zdravá tkáň. Účinek ohřevu je dále zvyšován nedostatkem výživných látek v kapilárním řečišti nádoru (poklesem pH faktoru vlivem hromadění kyselých metabolitů). Též se uplatní i nedostatek kyslíku v nádorové tkáni.

Na obr. 3.7. je znázorněn odlišný průběh teploty ve zdravé a v nádorové tkáni za stejných podmínek ohřevu elektromagnetickým polem. Dalšího zvýšení účinku tepelné zátěže lze dosáhnout medikamentózně.



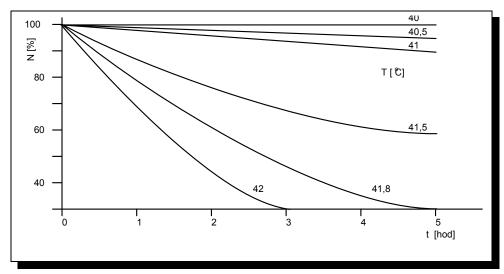
Obr. 3.7. Průběh teploty ve zdravé a v nádorové tkáni při stejných podmínkách ohřevu.

Zásadním problémem při každé léčbě je stanovení vhodných terapeutických dávek. Při fyzikálních metodách léčby k tomu přistupuje zásadní problém určení vztahu mezi velikostí dávky a měřitelnými fyzikálními veličinami. Dávku při hypertermii udáváme jako poměrnou část buněk, ireparabilně poškozených přehřátím. Experimenty "in vitro" umožňují zjišťovat závislost přežití buněk, pokud jsou po určitou dobu vystaveny zvýšené teplotě *T*. Typické výsledky znázorňuje obr. 3.8.

Určujícím faktorem pro definování velikosti aplikované dávky při hypertermii je teplota *T*, resp. její přírůstek, a čas *t*. Podobně jako při definování hygienických limitů, i při definování aplikované dávky elektromagnetického záření je rozhodující součin přírůstku teploty a času.

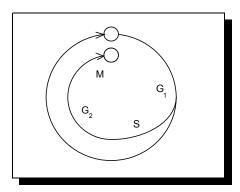
Přímý tepelný léčebný účinek hypertermie je při klinickém využití kombinovatelný se základními léčebnými modalitami v onkologii.

Ukazuje se, že jsou ale i jiné typy působení elektromagnetického pole na biologické systémy. Vlivem citotoxického tepelného efektu např. dochází k destrukci nádorových buněk a v důsledku toho k obnažení buněčných struktur, které jsou pomalu uvolňovány do krevního systému. Tím může docházet ke stimulaci imunitního systému organismu.



Obr. 3.8. Závislost přežití buněk na teplotě *T* a době ohřevu *t*.

Předpokladem kombinování různých onkologických léčebných metod na úrovni mezibuněčné (např. radiotermoterapie) je komplementární účinek těchto metod - viz popis citlivosti buněk v jednotlivých fázích jejich dělení (obr. 3.9).



Obr. 3.9. Fáze dělení buňky.

Písmeno S značí syntetickou fázi, kdy se zdvojnásobuje obsah jaderné DNA. M označuje mytotickou fázi, kdy se buňka dělí. G znamená přerušení dělicího procesu (gap phase) při současném růstu buňky.

Ve fázi G<sub>1</sub>, kdy buňka roste a připravuje se na dělení, je dosti odolná vůči zvýšené teplotě. Největší teplotní citlivost se pozoruje ve fázi S, ve které se zdvojnásobuje obsah jaderné DNA. I ve druhé růstové fázi G<sub>2</sub> je buňka citlivá na zvýšenou teplotu. Ve fázi M, kdy se buňka dělí, je její teplotní citlivost menší. Radioterapie má nejnižší účinek na buňky, které jsou ve fázi S.

# 3.8. Historie a vývoj hypertermie

I když jsme výše uvedli, že intenzívní výzkum v oblasti hypertermie začal kolem roku 1975, první informace o reakci nádorů na zvýšenou teplotu se datují do dávné historie lidstva (v Egyptu 3000 let před naším letopočtem a v Indii 2000 let před naším letopočtem).

První konkrétní zprávy o možnosti léčit nádorová onemocnění zvýšenou teplotou jsou přisuzovány W. Buschovi, který v roce 1866 popsal několik klinických případů, kdy u pacientů po horečnatém onemocnění došlo k regresi nádorů.

Na začátku našeho století experimentovali Jensen a Cloves se schopností biologické tkáně odolávat zvýšené teplotě a zjistili, že nádorové buňky přežijí ohřátí na 46 °C po dobu 5 minut, ale nepřežijí stejně dlouhé ohřátí na 47 °C.

Roku 1912 Muller popsal svůj poznatek, že nádory jsou citlivé ke zvýšené teplotě. Krátce na to, v roce 1915, Percy označil ohřev na teploty nad 45 °C za jedinou možnost, jak ničit velké nádory, a

doporučil kombinovat ohřev léčené tkáně s radioterapií. Warren (1935) studoval účinek uměle vyvolaného tepla na beznadějné onkologické případy. Celkem 32 pacientů bylo léčeno diatermií. Johnson (1940) se zabýval účinkem krátkých vln na experimentální nádory a upozornil na to, že při ohřevu "in vivo" bývá teplota uvnitř nádoru vyšší než na okraji.

Zájem o hypertermii se pak výrazně oživil kolem roku 1970. To bylo mimo jiné dáno také rozvojem techniky, zejména elektroniky. Dále též tím, že klasické léčebné postupy v onkologii dosáhly patrně svého vrcholu a stagnují, a to přes veškerou snahu onkologů a velké investice do výzkumu tohoto oboru.

# 3.9. Využití hypertermie pro léčbu nádorových onemocnění

Hypertermie se dnes již zařadila do komplexu protinádorové léčby mezi ostatní standardně indikované metody. Podle statistik ESHO (European Society for Hyperthermia Oncology) bylo v letech 1977 až 1984 léčeno hypertermií asi 11 000 pacientů, začátkem roku 1990 to bylo více než 30 000 pacientů a dnes se počet onkologických pacientů léčených hypertermií v Evropě, USA i Japonsku se odhaduje na více než sto tisíc.

V letech 1975 až 1980 začal intenzívní biologický a lékařský výzkum vlivu přehřátí nádorových buněk na jejich metabolismus a přežití. Podle předpokladu se ukázalo, že tyto buňky jsou velmi citlivé na teplotu vyšší než 42 °C, zatímco zdravé buňky zpravidla odolávají bez poškození teplotám až 45 °C (u některých tkání, např. u buněk mozkové tkáně, je tato prahová hodnota nižší).

Účinnost jednotlivých onkologických metod (tj. radioterapie, chemoterapie, atd.) aplikovaných samostatně, se podle typu nádorové tkáně pohybuje na úrovni 25 až 90 % úspěšnosti vyléčení pacienta. U tzv. radiorezistentních nádorů (např. melanomy, sarkomy atd.) je úspěšnost léčby na spodním okraji - tj. asi 25 až 40%. Kombinací jednotlivých modalit protinádorové léčby se pak i u radiorezistentních nádorů dosahuje úplná odezva (Complete Response - tj. úplná eliminace nádoru) přibližně u asi 50 % léčených pacientů. Částečná odezva (Partial Response - zmenšení nádoru na méně než polovinu původního objemu a kontrola dalšího vývoje) též považovaná za úspěšnou léčbu, se přitom pohybuje kolem 40 %. Bez odezvy (No Response - nepodstatné nebo žádné zmenšení objemu) pak zůstává přibližně 10 % léčených pacientů.

Velmi výhodná a klinicky ověřená je kombinace hypertermie s radioterapií. I při snížení dávek ionizujícího záření je možné dosáhnout přibližně dvojnásobné úspěšnosti léčby než při léčbě samotnou radioterapií, jak vyplývá ze závěrů rozsáhlých klinických studií (viz např. tabulka 14.1). To je dáno tím, že účinky ionizujícího záření a hypertermie se komplementárně doplňují, a to jak na úrovni buněčné, tak i tkáňové, jak plyne z tabulky 3.5.

<u>Léčebná metoda:</u> Hypertermie Radioterapie			
Velikost nádoru	Větší nádory se snadněji ohřívají a déle kumulují teplo	Velké nádory jsou obecně odolnější vůči radioterapii	
Střed nádoru	Nejvyšší účinek	Kritická zóna pro radioterapii	
Periferie nádoru	Pro lepší prokrvení se hůře ohřívá	Nejvyšší účinek	

Tab. 3.5. Komplementární účinky hypertermie a radioterapie při léčbě nádorových onemocnění.

Protože hypertermie jako jediná z onkologických léčebných metod nevykazuje sekundární karcinogenní účinky, je v zahraničí zaváděna již i do dětské onkologie.

Stěžejním problémem je určit a realizovat vhodný mechanizmus pro dostatečné zvýšení teploty v nádoru při nepodstatném zvýšení teploty v okolní zdravé tkáni - i když tato druhá podmínka není nezbytně nutná.

Doposud se nejlépe osvědčilo využití ohřevu vysokofrekvenční elektromagnetickou energií, která díky své schopnosti pronikat do biologické tkáně umožňuje rovnoměrný ohřev oblasti o větším objemu. Zastoupení elektromagnetických hypertermických souprav lze odhadnout na více než 90%. Některé skupiny využívají pro dosažení hypertermické teploty ultrazvukové energie.

V dalších kapitolách této práce se proto zaměříme především na popis technického zařízení nezbytného právě pro mikrovlnný a vysokofrekvenční ohřev biologické tkáně. I když pro hypertermii někdy využíváme i kmitočty nižší, než je běžně uznávaná dolní hranice mikrovlnného pásma (tj. 300 MHz), vzhledem k vysoké permitivitě biologické tkáně je vlnová délka v léčené oblasti zpravidla menší než 1 m a tak můžeme hovořit o mikrovlnném ohřevu již při kmitočtech kolem 10 MHz.

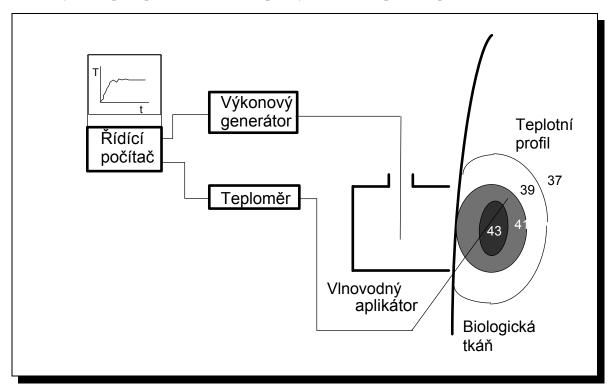
# 4. LÉKAŘSKÉ APLIKACE

Lékařské aplikace mikrovlnné techniky jsou rozvíjeny již od první poloviny 20. století. Šlo o tzv. diatermii, využívanou pro léčbu revmatických onemocnění. Až do současnosti je využívána především termoterapie (léčba teplem), možnosti využítí přímého účinku mikrovln jsou zatím ve stadiu výzkumu. Kolem r. 1980 se začala využívat tzv. hypertermie pro léčbu nádorových onemocnění. Od r. 1990 je možno zaznamenat využívání mikrovlnné termoterapie v urologii pro léčbu benigní hyperplásie. V současné době je nejrozsáhleji využívanou metodou termoterapie hypertermická léčba nádorových onemocnění. Ta je na mnoha pracovištích světa považována za významnou potenciační metodu k ostatním modalitám léčby. Proto se v dalším textu zaměříme na diskuzi klinických výsledků hypertermie.

# 4.1. Technické vybavení pro termoterapeutickou léčbu

Pro správné a bezpečné aplikování termoterapie je nutné vytvořit spolehlivé a důkladně prověřené technické zařízení, jehož blokové uspořádání se popisuje v další části této kapitoly. Obr. 4.1. představuje typické blokové uspořádání soupravy pro aplikování lokální resp. regionální termoterapie. Vysokofrekvenční elektromagnetická energie je vedena od výkonového generátoru k aplikátoru mikrovlnným vedením, zpravidla koaxiálem. Absorbováním vyzářené elektromagnetické energie v biologické tkáni před aperturou aplikátoru se vytvoří teplotní rozložení, znázorněné izotermickými křivkami.

Časový průběh teplot v centru a na okrajích sledované oblasti je možné podle potřeby snímat jedním i více teplotními čidly (např. termočlánkovými, termistorovými nebo optickými čidly) napojenými na centrální teploměr. Data z tohoto přístroje čte počítač, který plní funkci univerzální řídící jednotky. Výkon vysokofrekvenčního generátoru je řízen počítačem tak, aby se teplota v léčené oblasti zvýšila na předepsanou hodnotu a ta pak byla udržována po celou plánovanou dobu.



Obr. 4.1. Typické blokové uspořádání termoterapeutické soupravy.

Důležitou součástí termoterapeutické soupravy je měřič rozptýleného výkonu, který umožňuje snímat úroveň vysokofrekvenční energie rozptýlené do okolí soupravy. Hustota tohoto výkonu nemá překročit úroveň stanovenou hygienickou normou.

V zahraničí existuje několik firem, které nabízejí zařízení pro klinické aplikace termoterapie. Uveď me přehled těch nejvýznamnějších:

<u>a) LUND Science AB (Švédsko)</u> vyvinul System 4010, který obsahuje generátor s výkonem 400 W na frekvenci 434 MHz, resp. 915 MHz. Lze ho používat pro lokální povrchový a podpovrchový ohřev. Je možné pracovat až se čtyřmi aplikátory najednou. To umožňuje vytvářet zvláštní kombinace a fázování příspěvků od jednotlivých aplikátorů.

Pro termoterapii prostaty nabízí firma přístroj PROSTALUND (100 W na 915 MHz), který je vybaven intrakavitárními aplikátory na principu koaxiálního dipólu. Tento aplikátor je umístěn ve speciálním katetru společně s termistorem pro měření teploty. V katetru je dále kanál pro chlazení povrchu biologické tkáně vodou na teplotu asi 16 °C.

Pro regionální hypertermii nabízí firma LUND soupravu VARIPHASE 5000, kterou vyvinuli na AMC Amsterdam. Tato souprava využívá pro ohřev čtyř vlnovodných aplikátorů vyplněných destilovanou vodou a vybuzených na frekvenci 70 MHz. Apertura těchto vlnovodů je 350 x 200 mm. Jednotlivé vlnovody je možné vybudit různou amplitudou s libovolným fázovým posuvem, takže v principu nastavením amplitudy a fáze budicí vlny je možné fokusovat elektromagnetickou energii do určité oblasti pacientova těla.

<u>b) BSD Medical Corporation (USA)</u> dodává několik typů souprav pro termoterapii, nebo i jen jednotlivé díly (např. aplikátory nebo termometrii). Tím umožňují klinickým skupinám aplikovat základní modality termoterapie - povrchovou, hloubkovou lokální, intrakavitární i regionální.

# 4.2. Klinické výsledky léčby nádorů hypertermií

Jak již bylo uvedeno, podstatou léčebného účinku hypertermie je ničení nádorových buněk, které jsou na tepelnou zátěž méně odolné než buňky zdravých tkání. Je to výsledek působení více faktorů a mechanizmů na úrovni buněčné i tkáňové, viz úvahy v kapitole 2.

Nádorová tkáň se díky charakteru krevního řečiště ohřívá více než tkáň zdravá. Účinek ohřevu je zvyšován vlivem nedostatku výživných látek v kapilárním řečišti nádoru, dále okyselením a nedostakem kyslíku. Průtok krve ve zdravé tkáni se až do 44 °C zvyšuje. U nádorů, jejichž průměr je větší než asi 2 cm, se ale průtok krve při teplotách od 40 °C výše snižuje. Dalšího zvýšení účinku tepelné zátěže na nádorové buňky lze potom dosáhnout medikamentózně.

Podle rozsahu ohřevu a s tím související efektivní teplotou v prohřívaném objemu lidského těla dělíme hypertermii na:

lokální (42 až 45 °C)
 regionální (42 až 43 °C)
 celotělová (40 až 42 °C)

#### Léčebný plán lokální radiotermoterapie

Radiotermoterapie je léčba nádorů kombinováním radioterapie a hypertermie. Vlastní léčba v Ústavu radiační onkologie v Praze probíhá v prospektivní studii podle jednoho ze tří dále uvedených protokolů. Při jejich sestavování jsme vycházeli z prací Arcangeliho, Overgaarda a dalších. Od roku 1988 je pro sestavení protokolu možno použít doporučení, které vydala ESHO.

#### Protokol 1: Sekvenční intermitentní frakcionovaná radiotermoterapie 2:1.

Radioterapie se aplikuje dvakrát týdně, jednotlivá ložisková dávka je 4 Gy, typicky celkem 8 frakcí, tj. celkem 32 Gy za 4 týdny, biologický ekvivalent je však 40 Gy.

Hypertermie se aplikuje po dobu 45 minut, teplota na basi tumoru 42 až 44 °C, v odstupu 1 až 3 hodiny po každé sudé frakci záření.

### Protokol 2: Sekvenční frakcionovaná radiotermoterapie 1:1.

Radioterapie aplikována jednou týdně, jednotlivá ložisková dávka je 10 Gy. Typicky celkem 3 frakce, tj. ekvivalent 50 Gy za tři týdny.

Hypertermie je aplikována stejně jako podle protokolu 1.

#### Protokol 3: Boost radiotermoterapie.

Pokud nádor neregradoval po klasické léčbě radioterapií (tj. asi 50 Gy během pěti týdnů), připojí se 1 frakce radioterapie s ložiskovou dávkou 4 Gy a v odstupu 1 až 3 hodin následuje léčba hypertermií (tedy teplota 43 °C po dobu 45 minut).

#### Indikace k léčbě nádorů lokální radiotermoterapií

V dalším textu jsou uvedena kritéria, podle kterých je možné vybírat pacienty vhodné pro léčbu radiotermoterapií:

- <u>a) Při recidivách nádorů uložených povrchově a podkožně</u> (v případě pacientů, u kterých již byly vyčerpány možnosti radioterapie, lze použít hypertermii i samostatně).
- b) U nádorů s průměrem větším než 2 cm.
- c) V případě tzv. radiorezistentních nádorů (např. sarkomy a melanomy).
- d) Předoperačně u fixovaných nádorů (např. carcinoma mammae).
- a v poslední době se na některých pracovištích v zahraničí hypertermie indikuje také
- <u>e) Pro dětskou onkologii</u> (k dosažení potřebného účinku při radiotermoterapii stačí přibližně poloviční dávka radioterapie, než při léčbě samotnou radioterapií).

#### Klinické výsledky léčby nádorových onemocnění lokální radiotermoterapií

Jak již bylo uvedeno, podle statistik ESHO se odhaduje počet pacientů léčených hypertermií na více než 100 000. Výsledky léčby pacientů kombinací radioterapie a hypertermie ve srovnání se samotnou radioterapií uvádí tabulka 6.1.

		Úspěšná léčba	
Studie	Počet pacientů	Radioterapie	Radiotermoterapie
Arcangeli	163	38 %	74 %
Overgaard	62	34 %	67 %
Kim	159	33 %	80 %
Kochegarov	161	16 %	63 %
Lindholm	72	29 %	39 %
Li	124	29 %	54 %
Severson	75	23 %	61 %

Tabulka 4.1. Srovnání klinických výsledků léčby nádorového onemocnění radioterapií a radiotermoterapií u skupiny radiorezistentních typů nádorů.

Jako příklad naší klinické činnosti jsme vybrali skupinu 63 pacientů léčených v letech 1985 až 1990 podle protokolu 1. V této skupině bylo 26 mužů a 37 žen. Věkové rozpětí 22 až 83 let, průměrný věk 60,3 let. Velikost nádorů byla maximálně 8 x 4 x 10 cm, nejmenší léčené nádory měly průměr kolem 1 cm. Primární nádor byl léčen u 11 pacientů, v ostatních případech se jednalo o lokální recidivu či metastatické nádory. Hodnocení odpovědi nádoru bylo provedeno vždy v odstupu šesti měsíců po dokončení léčby a to s ohledem na celkový stav pacientů. Úplná odezva nádoru (Complete Response - CR) znamená vymizení nádoru. Pokud se objem nádoru zmenšil na méně než polovinu původního objemu a stav byl stabilní déle než 6 měsíců, pak byl výsledek označen jako částečná odezva nádoru (Partial Response - PR). V ostatních případech byl výsledek označen jako bez odezvy (No Response - NR). Vyhodnocení klinických výsledků zmíněné skupiny 63 pacientů, léčených dle protokolu 1, znázorňuje tabulka 4.2.

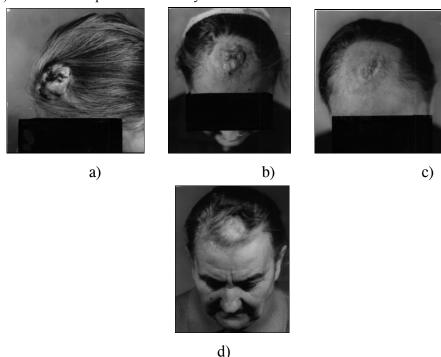
Úplná odezva (CR)	33 pacientů	52,4 %
Částečná odezva (PR)	20 pacientů	31,7 %
Bez odezvy (NR)	10 pacientů	15,9 %

Tabulka 4.2. Klinické výsledky radiotermoterapie na Ústavu radiační onkologie v Praze.

Léčbu podle příslušného protokolu s ohledem na celkový stav nedokončilo 5 pacientů ze skupiny PR a 6 pacientů ze skupiny NR. Většinou se jednalo o generalizaci nádorového onemocnění. Šlo o pacienty po léčbě primární nebo o pacienty ze starší věkové skupiny, ba i pacienty ve stádiu generalizace. Dosažené výsledky léčby je možné označit za odpovídající údajům v zahraniční literatuře.

## Průběh léčby nádorového onemocnění radiotermoterapií

Na čtyřech fotografiích je dokumentován průběh léčby jedné z pacientek. Diagnóza: carcinom mammae. Obr. 4.2a. ukazuje stav před zahájením léčby, b) stav na konci léčby, c) stav 2 měsíce po skončení léčby, d) stav 6 měsíců po skončení léčby.



Obr. 4.2. Příklad průběhu léčby nádorového onemocnění radiotermoterapií.

Jak je vidět ze série fotografií, rozměry nádoru se během léčby zmenšují, ale k jeho úplnému eliminování v průběhu samotné léčby nemusí dojít. Nádor pak mizí asi 1 až 2 měsíce po ukončení léčby. Specifické pro lokalitu léčby na temeni hlavy je padání vlasů v důsledku radioterapie. Příznačné pro radiotermoterapii je, že díky nižším dávkám radioterapie je poškození okolní zdravé tkáně menší, takže např. v daném případě došlo k opětovnému růstu vlasů v léčené lokalitě. Při léčbě samotnou radioterapii (tj. aplikováním asi dvojnásobné dávky ionizujícího záření) by k obnovení růstu vlasů již nedošlo.

#### Regionální hypertermie

Velký význam pro onkologii má beze sporu hypertermie regionální, která umožňuje řešit skutečné problémy při léčbě centrálně uložených nádorů nebo případy, kdy několik menších nádorů je rozeseto ve větší oblasti a navíc je podezření, že se v té oblasti mohou vyskytovat další ložiska, která nebyla diagnostikována.

Regionální hypertermie je samozřejmě mnohem náročnější z hlediska přípravy, průběhu a i vyhodnocení léčby. Její použití je indikováno u tzv. systémových onemocněních a při generalizaci nádorového onemocnění. Často se kombinuje nejen s radioterapií, ale i s chemoterapií.

Klinické aplikace regionální hypertermie jsou velmi komplikovanou procedurou, vyžadující spolupráci lékařů a techniků. Při léčbě samé pak musí být pečlivě hlídány teploty životně důležitých orgánů (mozek, srdce, atd.), které je eventuálně nutné ochlazovat.

### Celotělová hypertermie

Nejnáročnější z hlediska přípravy, průběhu a i vyhodnocení je samozřejmě tzv. celotělová hypertermie. Její použití je indikováno opět u tzv. systémových onemocnění a při generalizaci nádorového onemocnění. Zpravidla se kombinuje s radioterapií i s chemoterapií. Klinické aplikace celotělové hypertermie vyžadují dobře vyškolený a zapracovaný tým lékařů a techniků. Při léčbě musí být spolehlivě hlídány teploty a funkce životně důležitých orgánů a v případě potřeby je účinně ochlazovat. Na základě předběžných experimentálních výsledků lze očekávat, že celotělová termoterapie obecně nebo hypertermie může sehrát významnou roli i při léčbě dalších nemocí. V současné době např. probíhá na některých zahraničních pracovištích výzkum možnosti využití hypertermie pro léčbu choroby AIDS.

# 4.3. Obecné vlastnosti vlnovodných aplikátorů

Jak jsme již uvedli, vidy s nejnižším mezním kmitočtem označujeme jako dominantní. České i zahraniční vlnovodné aplikátory vesměs využívají právě dominantních vidů, i když pro některé speciální účely by bylo možné využít i jiné vidy.

Konkrétní uspořádání elektromagnetického pole dominantních vidů v obdélníkovém (TE<sub>10</sub>) a kruhovém (TE<sub>11</sub>) vlnovodu je na obrázku 2.9 resp. 2.11. Uspořádání vyšších vidů nebo vidů vlnovodů jiných průřezů je eventuálně možné najít v odborné mikrovlnné literatuře, viz např. knihy [1 až 5].

Nekontrolované vybuzení více vidů současně může způsobit komplikace jak pro požadované teplotní rozložení, tak i pro měření teploty, zejména pokud se používá kovových čidel teploměru. Není-li totiž kovové čidlo umístěno kolmo na siločáry elektrického pole, indukují se do něj vysokofrekvenční proudy, čidlo se začne ohřívat intenzivněji než okolní biologická tkáň a může dojít k nepřesnostem měření teploty nebo i k popálení biologické tkáně v těsné blízkosti čidla. Správnou polohu kovového čidla je možné nastavit v jednoduché konfiguraci jediného vidu elektromagnetického pole, ale při kombinování dvou a více vidů bývá určení správné polohy problematické.

Pro všechny typy vlnovodných aplikátorů je možné použít tzv. vidových filtrů, zpravidla mřížek vytvořených z tenkých vodičů, které zabrání průchodu nežádoucích vidů (principem je zjednodušeně řečeno "zkratovat" siločáry elektrického pole).

Vlnovodné aplikátory můžeme rozdělit podle následujících kritérií, která charakterizují princip jejich činnosti:

#### a) Vlnovodné aplikátory

Vlnovodné aplikátory mají vnitřní dielektrikum, které má odlišné vlastnosti než biologická tkáň. Proto při přechodu elektromagnetické energie mezi aplikátorem a biologickou tkání vznikají odrazy, které v interakci s vlnovodným aplikátorem způsobí jeho rezonanční charakter (k přenosu energie do biologické tkáně dochází jen při rezonančních kmitočtech této struktury).

Pro diskusi těchto aplikátorů můžeme použít dvě rovnice známé z teorie rezonančních obvodů

$$\Delta f = \frac{f}{Q_z} \tag{4.1}$$

a

$$\eta = 1 - \frac{Q_z}{Q_o} \tag{4.2}$$

kde f je budicí kmitočet,  $\Delta f$  - šířka propustného kmitočtového pásma,  $\eta$  - účinnost uvažovaného aplikátoru,  $Q_{\rm o}$  - vlastní a  $Q_{\rm z}$  - tzv. zatížený činitel jakosti. Abychom docílili dobré účinnosti, je třeba navrhnout aplikátor tak, aby  $Q_{\rm z}$  bylo mnohem menší než  $Q_{\rm o}$ , což je splněno při dostatečně velké vazbě mezi aplikátorem a biologickou tkání.

Nerezonanční charakter mají ty vlnovodné aplikátory, které jsou vyplněny dielektrikem, jehož permitivita je blízká permitivitě biologické tkáně. Energie pak přechází z vlnovodu do biologické tkáně bez významnějších odrazů a přenos tedy téměř nezávisí na kmitočtu.

#### b) Tvar vlnovodu tvořícího aplikátor

Aplikátory odvozené od vlnovodů různých tvarů umožňují dosáhnout zadaného tvaru ohřívané plochy. Nejčastěji se využívá vlnovodů: - obdélníkového,

- kruhového.

Pro některé účely však jsou výhodné i vlnovody eliptického či oválného tvaru, popř. vlnovody ve tvaru písmen  $\pi$  nebo H.

#### c) Aplikátory s dielektrickou výplní nebo bez dielektrické výplně

Dielektrickým plněním vlnovodného aplikátoru můžeme jednak změnit jeho charakter z rezonančního na nerezonanční, též ale můžeme snížit jeho mezní kmitočet. Výhodné je plnit aplikátor destilovanou nebo lépe deionizovanou vodou, která má dielektrické vlastnosti blízké vlastnostem biologické tkáně. Použitím pružné membrány lze přitom dosáhnout dobrého kontaktu aplikátoru s biologickou tkání. Cirkulující voda může navíc stabilizovat povrchovou teplotu léčené tkáně, což se též někdy výhodně využívá pro dosažení žádaného profilu ohřevu.

## d) Aplikátory buzené nad nebo pod mezním kmitočtem

Podle relace mezi budícím kmitočtem a mezním kmitočtem vlnovodu lze rozlišit aplikátory odvozené z propustného vlnovodu nebo ze zádržného vlnovodu. Mezní kmitočet  $f_m$  pro kovový obdélníkový vlnovod je dán v závislosti na konstantě příčného průřezu  $k_c$  vztahem (2.50).

# 4.4. Efektivní hloubka hypertermického ohřevu

Pro správnou volbu vhodného aplikátoru podle tvaru a rozměrů léčené oblasti je velmi důležité znát:

- efektivní hloubku vniku elektromagnetické energie vyzářené daným aplikátorem do biologické tkáně,
- příčné plošné rozložení elektromagnetické energie v apertuře uvažovaného aplikátoru.

Efektivní hloubku vniku elektromagnetické vlny do biologické tkáně a tedy i efektivní hloubku hypertermického ohřevu ovlivňují zejména tyto tři základní parametry:

- frekvence elektromagnetické vlny,
- velikost apertury aplikátoru,
- prostorové rozložení různých typů biologické tkáně.

Obecné určení hloubky ohřevu, zahrnující všechny tři uvedené veličiny, je komplikováno nutností definovat prostorové rozložení biologické tkáně. Tato úloha obecně vede na využití numerických metod. Uvažujme tedy o závislosti hloubky vniku na frekvenci elektromagnetické vlny a na velikosti apertury vlnovodného aplikátoru pro případ stejnorodé tkáně. Konkrétní hodnoty pak budeme uvažovat např. pro případ svalové tkáně. V nádorové tkáni resp. ve tkáních s nízkým obsahem vody bude hloubka vniku vždy poněkud větší než ve svalové tkáni.

Při šíření rovinné elektromagnetické vlny do biologické tkáně se výkonová hustota i intenzita elektrického a magnetického pole zmenšuje exponenciálně se vzdáleností od povrchu tkáně. V teorii elektromagnetického pole se definuje hloubka vniku na základě poklesu intenzity elektrického pole na l/e hodnoty na povrchu (konstanta e = 2,718281 je základ přirozených logaritmů). Tato definice pak vede ke známému vzorci pro hloubku vniku rovinné vlny (pro  $2\pi f \varepsilon' < \sigma$ )

$$d = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \tag{4.3}$$

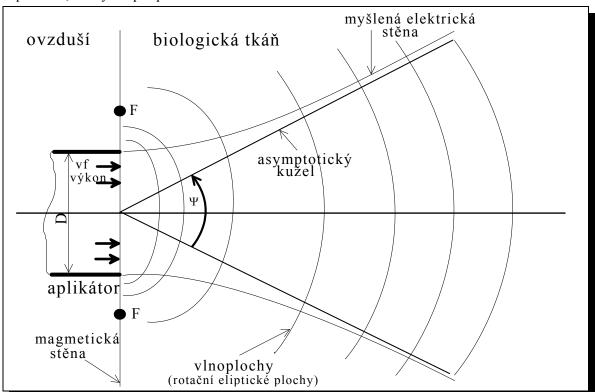
kde f je kmitočet,  $\mu$  - permeabilita a  $\sigma$  - měrná vodivost biologické tkáně,  $\epsilon'$  - reálná část její permitivity.

Pro biologické aplikace elektromagnetického pole v rámci hypertermie se často používá upravená definice hloubky vniku: Za 100 % výkonové hustoty se bere úroveň v hloubce 10 mm pod povrchem a hloubka vniku  $d_{1/2}$  je pak dána poklesem výkonové hustoty na 50 % (je to zhruba třetina hloubky vniku podle definice obvyklé v radiotechnice).

To, že nebereme v úvahu úroveň na povrchu, ale v hloubce 10 mm, je dáno snahou vyloučit některé složité jevy na rozhraní mezi aplikátorem a biologickou tkání, což někdy vede ke vzniku tzv. horkých míst. Hloubku vniku pak pro hypertermii odvozujeme z 50 % poklesu energie proto, že tato hranice definuje oblast, ve které bude teplota velmi rychle zvýšena na hodnoty potřebné pro dosažení léčebného účinku.

Diskutujme základní typy vln, buzené při přenosu energie do biologické tkáně z vnějšího lokálního aplikátoru:

- a) Hloubkové vlny se šíří z ozářeného místa dovnitř tkáně a ohřívají ji dielektrickými ztrátami.
- b) **Povrchové vlny** se šíří od ozářeného místa radiálně podél povrchu pacientova těla. Jejich výkon je soustředěn v poměrně tenké vrstvě při rozhraní mezi ovzduším a tělesnou tkání. Povrchové vlny se tlumí ztrátami ve tkáni, kterou mírně ohřívají do malé hloubky (jen asi 10 mm) pod povrchem těla a někdy mohou přispět ke vzniku tzv. horkých míst.
- c) Vlny odražené nebo přímo vyzářené do ovzduší nejsou užitečné a mohou být škodlivé pro personál, někdy též pro pacienta.

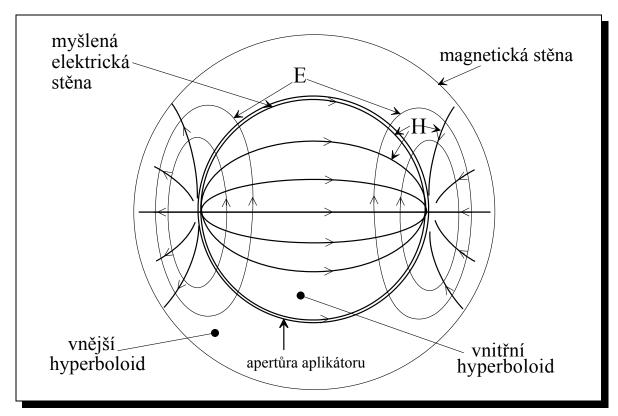


Obr. 4.3. Geometrie šíření elektromagnetické vlny ve tkáni před aperturou aplikátoru

Pro další úvahy předpokládejme, že správně řešený a situovaný kontaktní nebo kvazikontaktní aplikátor budí převážně jen hloubkové vlny, které se uvnitř tkáně téměř dokonale utlumí. V dalších úvahách proto nebudeme předpokládat existenci povrchových vln ani vln odražených nebo vyzářených do ovzduší a nebudeme se zabývat jejich vlastnostmi. Tělesné tkáně mají zpravidla značně velkou komplexní elektrickou permitivitu ε s modulem

$$\varepsilon = \varepsilon_o \varepsilon_r \sqrt{(1 + tg^2 \delta)} \tag{4.4}$$

Z hlediska hloubkových vln proto nevznikne podstatná chyba, jestliže považujeme rozhraní mezi ovzduším a tkání podle obr. 4.3 přibližně za magnetickou stěnu. Na ní může existovat jen kolmé magnetické pole a tečné elektrické pole.



Obr. 4.4. Rovinný průmět vlnoplochy uvnitř ohřívané tkáně.

Uvnitř tkáně mají vlnoplochy obecně tvar nerozvinutelných zakřivených ploch. Obr. 6.4 znázorňuje průmět jedné z nich s nakresleným průběhem siločar elektrického pole  ${\bf E}$  a magnetického pole  ${\bf H}$  - za předpokladu, že je ke tkáni přiložen aplikátor s kruhovou aperturou a se základním videm  ${\bf TE}_{11}$ ; další úvahy však platí bez větších změn i pro jiné vidy elektromagnetické vlny. Ve větší hloubce tedy lze považovat tkáň za kuželový dielektrický vlnovod, který má vrcholový úhel a je tvořen ztrátovým dielektrikem. Z obr. 4.3 a 4.4 vyplývá, že je možné přibližně řešit vlnovou rovnici:

- v cylindrických souřadnicích pro velmi malé vzdálenosti od apertury aplikátoru,
- ve sférických souřadnicích pro dosti velké vzdálenosti.

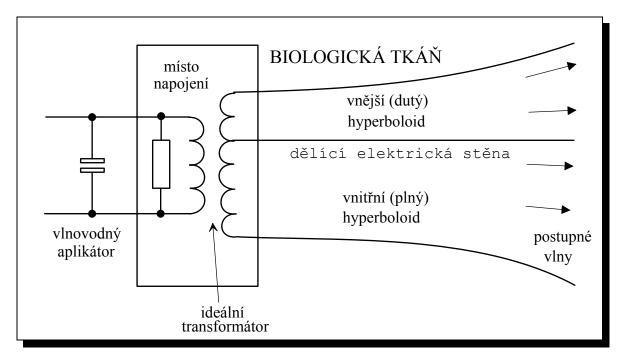
Tomu vyhovují elektromagnetická pole, která mají vlnoplochy ve tvaru plochých rotačních elipsoidů s fokálami, znázorněnými na obr. 4.3 dvěma body F. Elektromagnetické vlny se šíří podél konfokálních hyperbol.

Z obr. 4.3 a 4.4 dále plyne, že uvnitř tkáně lze nalézt plochu, která má vlastnosti elektrické stěny: Existuje na ní jen kolmé elektrické pole a tečné magnetické pole. Tato myšlená elektrická stěna je za uvedených podmínek přibližně rotační hyperbolickou plochou. Dělí tkáň na:

- vnitřní (plný) hyperboloid, který definuje užitečný hlavní svazek elektromagnetických vln,
- vnější (dutý) hyperboloid s postranními svazky elektromagnetických vln.

Útlum elektromagnetické vlny v biologické tkáni je značně velký a hloubka vniku je proto dosti malá. Pak velmi dobrou představu o šíření vln z apertury vlnovodného aplikátoru do biologické tkáně získáme pomyslným prodloužením vodivého pláště aplikátoru do biologické tkáně. Elektromagnetické pole ve tkáni pak můžeme počítat jako by tato tkáň byla uvnitř vlnovodu.

Pro diskutovaný případ lze nakreslit náhradní obvod podle obr. 6.5. Kontaktní nebo kvazikontaktní aplikátor nahrazujeme homogenním vedením, poloprostor vyplněný uvažovanou tkání dvěma nehomogenními vedeními, jejichž společný vodič odpovídá myšlené elektrické dělicí stěně.



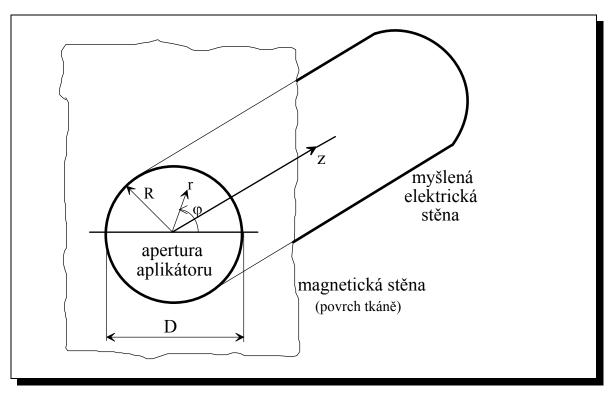
Obr. 4.5. Náhradní obvod pro vlnovodný aplikátor, přiložený ke tkáni.

V místě spojení předpokládáme ideální transformátor a paralelní diskontinuitní admitanci G + jB, jimiž vyjadřujeme skokovou změnu v charakteru šíření elektromagnetické vlny na přechodu z aplikátoru do tkáně. Pro spojení dvou vlnovodů s velmi malými ztrátami se běžně uvádí diskontinuitní susceptance jB; odpovídá jí velký počet vidů, které jsou evanescentní a jejichž elektromagnetická pole jsou proto soustředěna v poměrně malých vzdálenostech od místa spojení. V našem případě jejich pole zasahují mělce (do hloubky nejvíce asi 10 mm) povrch tkáně a mohou na něm vyvolat poměrně malá horká místa, typicky při okraji apertury aplikátoru.

Kdybychom vzdálili aplikátor mírně od tkáně (tak aby ještě nedošlo ke znatelnému vyzařování vysokofrekvenční energie do ovzduší) bylo by třeba nahradit admitanci G+jB obecněji článkem typu T nebo  $\pi$ . To by sice mělo určitý vliv na uspořádání elektromagnetického pole v povrchové vrstvě tkáně, ne však na hloubku vniku, tak jak jsme ji definovali v předchozím textu. Proto zpravidla vystačíme s jednoduchým náhradním obvodem podle obr. 6.5. Kapacita naznačená přerušovanými čarami je nutná v případě, že je aplikátor tvořen vlnovodem s malým průřezem, jehož mezní frekvence  $f_m$  je vyšší než pracovní frekvence f.

Praktické a teoretické poznatky, uvedené např. ref. [2], naznačují, že se hloubka vniku elektromagnetické vlny do tkáně většinou rovná zhruba 30 až 50 % lineárního rozměru apertury aplikátoru. Pro tak malé vzdálenosti od apertury lze uvnitř vnitřního hyperboloidu, který obsahuje ohřívaný objem tkáně, řešit v našem případě vlnovou rovnicí s dobrou přibližností v cylindrických souřadnicích r,  $\varphi$ , z s okrajovou podmínkou, danou myšlenou elektrickou stěnou s průměrem D [m] apertury aplikátoru - viz. obr. 6.6.

Aplikátory s poměrně malými aperturami (průměry kolem 15 mm a méně) mohou dosahovat na pracovním kmitočtu 2450 nebo 5800 MHz hloubku vniku do tkáně, která se blíží až průměru aplikátoru. Potom bude mít výpočet sice poněkud horší přesnost, přesto však dostatečnou pro mnoho praktických případů, v nichž nelze respektovat rozdíly v individuálních nebo okamžitých vlastnostech tkáně apod.



Obr. 4.6. Volba souřadnic a okrajových podmínek

Zabývejme se výpočtem a významem komplexní konstanty šíření elektromagnetické vlny v biologické tkáni. Platí

$$\gamma^2 = k_c^2 - k^2 \tag{4.5}$$

neboli po úpravě (pro  $\mu_r = 1$ )

$$\operatorname{Re}(\gamma^{2}) = k_{c}^{2} - \operatorname{Re}(k^{2}) = k_{c}^{2} - \frac{\omega^{2} \varepsilon_{r}}{c^{2}}$$

$$(4.6)$$

$$\operatorname{Im}(\gamma^2) = \operatorname{Im}(k^2) = \frac{\omega^2 \varepsilon_r \operatorname{tg} \delta}{c^2}$$

kde  $\omega = 2\pi f$  je pracovní úhlová frekvence. Pro další úpravy zavedeme pomocnou veličinu q

$$q = \frac{k_c^2 c^2}{\omega^2 \varepsilon_r} - 1 = \frac{\omega_m^2}{\omega^2 \varepsilon_r} - 1 \tag{4.7}$$

Výsledkem těchto úprav a dalších výpočtů je výraz pro měrný útlum  $\alpha$  a měrný fázový posun  $\beta$ 

$$a = 8.68 \operatorname{Re}(\gamma) = 8.68 \frac{\omega}{c} \sqrt{\varepsilon_r |q|} \frac{\sqrt{1 + \frac{\operatorname{tg}^2 \delta}{q^2}} + \operatorname{sgn}(q)}{2}$$

$$\beta = \operatorname{Im}(\gamma) = \frac{\omega}{c} \sqrt{\varepsilon_r |q|} \frac{\sqrt{1 + \frac{\operatorname{tg}^2 \delta}{q^2}} - \operatorname{sgn}(q)}{2}$$

$$(4.8)$$

Veličiny  $\alpha$  a  $\beta$  jsou konečné, nenulové a kladné. Na rozdíl od případu ideálního podkritického vlnovodu se proto elektromagnetická vlna tkání vždy šiří, dokonce i z velmi malé apertury aplikátoru do povrchové vrstvy tkáně. V takových případech však často vzniká poměrně značný měrný útlum  $\alpha$  a tomu odpovídá malá hloubka vniku. Má-li se dosáhnout velké hloubky vniku, je vhodná poměrně nízká pracovní frekvence a dále - v zájmu co nejnižší kritické frekvence  $f_m$  - je účelné volit lokální aplikátor s dostatečně velkou aperturou a s dominantním videm elektromagnetické vlny.

Závislost elektrického pole na souřadnici z (tj. ve směru šíření elektromagnetické vlny) vyjadřuje výraz

$$e^{(j2\pi ft-z\gamma)} \tag{4.9}$$

kde jedinou reálnou veličinou je z.Re ( $\gamma$ ). Hloubka vniku d, definovaná způsobem obvyklým v radiotechnice, pak vyplývá z jednoduchého vztahu

$$e^{(-d.Re(\gamma))} = e^{(-1)}$$
 (4.10)

neboli

$$d = \frac{1}{\text{Re}(\gamma)} \tag{4.11}$$

Dále

$$d = \frac{67,48.10^6}{f_{\sqrt{\varepsilon_r |q|\left(\sqrt{1 + \frac{\lg^2 \delta}{q^2}} + \operatorname{sgn}(q)\right)}}}$$
(4.12)

Z měrného fázového posunu β vyplývá ekvivalentní vlnová délka ve tkáni

$$\lambda_r = \frac{424.10^6}{f_{\sqrt{\varepsilon_r |q|} \left(\sqrt{1 + \frac{\operatorname{tg}^2 \delta}{q^2}} - \operatorname{sgn}(q)\right)}}$$
(4.13)

Další úvahy zaměříme na dva extrémní případy: - vysokých kmitočtů, - nízkých kmitočtů.

1) Na dosti vysokých pracovních kmitočtech, např. f = 2450 nebo 5800 MHz, mohou mít lokální aplikátory průměr apertury značně velký vzhledem k  $\lambda_v$ . V takovém extrémním případě je současně

$$\left(\frac{f_m}{f}\right)^2 << \varepsilon_r,$$

$$q = -1$$

$$\operatorname{sgn}(q) = -1$$
(4.14)

Rovnice (4.12) pak přejde ve známý vzorec pro hloubku vniku elektromagnetické vlny do dielektrického prostředí. V tomto prvním extrémním případě tedy efektivní hloubka vniku elektromagnetické vlny do biologické tkáně prakticky nezávisí na velikosti apertury aplikátoru, závisí jen na frekvenci.

2) Méně známý je druhý extrémní případ. Aplikátory pro nejnižší pracovní kmitočty, zejména 13,56, 27,12 a 40,68 MHz, mají často poměrně malé apertury vzhledem k veličině  $\lambda_{\varpi}$ , takže současně platí

$$q = \frac{f_m^2}{f^2 \varepsilon_r} >> 1$$

$$\operatorname{sgn}(q) = +1 \tag{4.15}$$

Za předpokladu, že tg δ není příliš velké, z rovnice (4.12) vyplývá přibližný vztah

$$d = \frac{47,715.10^6}{f_m} \tag{6.16}$$

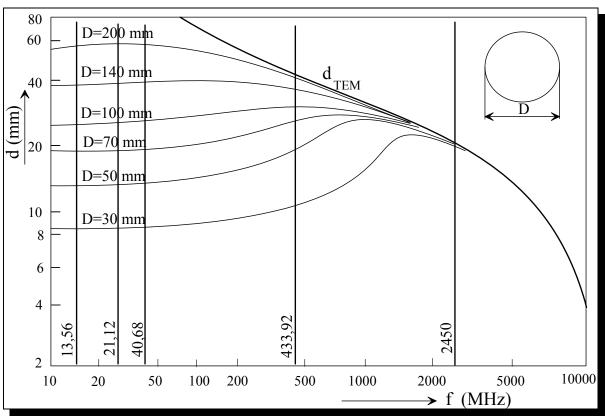
který lze dále upravit s pomocí výrazů pro mezní kmitočty  $f_m$  jednotlivých vidů. Pro kruhové apertury aplikátorů s průměrem D a pro dva různé TE vidy pak např. dostaneme následující přibližné vztahy

$$d = 0.2716D$$
 pro vid TE<sub>11</sub> (4.17)  
 $d = 0.1305D$  pro vid TE<sub>01</sub>.

V tomto druhém extrémním případě tedy efektivní hloubka vniku elektromagnetické vlny do biologické tkáně prakticky nezávisí na frekvenci a na druhu léčené tkáně, pokud má tato tkáň běžné dielektrické vlastnosti.

Podle rovnice (4.12) byly vypočítány hloubky vniku v závislosti na pracovním kmitočtu pro aplikátory s kruhovou aperturou několika různých průměrů a s videm  $TE_{11}$ . Výsledky výpočtů se uvádějí na obr. 4.7. Předpokládá se tu, že jde o tkáň s vysokým obsahem vody, tj. má stejné dielektrické vlastnosti jako např. svaly. Z diskutovaného obrázku plyne, že každému průměru apertury odpovídá jistý optimální pracovní kmitočet, na němž aplikátory s touto aperturou dosahují největší hloubky vniku. Je to nápadné zvláště u aplikátorů s průměrem apertury okolo 50 mm a menšími, jejichž optimální pracovní kmitočty jsou zhruba od 915 MHz výše. V tomto kmitočtovém pásmu převládá typicky reálná část permitivity tkáně nad imaginární částí této veličiny, takže tg  $\delta$  < 1. Okolo 10 GHz a na vyšších kmitočtech se však tg  $\delta$  tělesných tkání zpravidla dosti rychle zvětšuje.

Za společný výchozí bod pro dvě jednoduché úvahy uvažujme případ, v němž aplikátor s určitou aperturou (např. pro D=50 mm) dosahuje na jistém kmitočtu (např. 915 MHz) právě maximální hloubku vniku. Zvětšujeme-li potom při stálém pracovním kmitočtu f aperturu aplikátoru D nebo zvyšujeme-li při stálém průměru apertury D pracovní kmitočet f, blížíme se zvolna hloubce vniku  $d_{\rm TEM}$ . Naopak, snižujeme-li pracovní kmitočet nebo zmenšujeme-li aperturu aplikátoru a druhou z těchto veličin ponecháme stálou, zmenšuje se hloubka vniku k limitní hodnotě.



Obr. 4.7. Závislost hloubky vniku *d* na pracovní frekvenci *f* pro svalovou tkáň pro aplikátor s kruhovou aperturou o průměru *D* a základním videm TE<sub>11</sub>.

# 4.5. Příčné rozložení plošné výkonové hustoty v apertuře aplikátoru

Zabývejme se rozložením plošné výkonové hustoty energie elektromagnetického pole v apertuře hypertermického aplikátoru, resp. před aperturou uvnitř tkáně. Definujme vrstvu o tloušťce dz, kolmou ke směru šíření elektromagnetické vlny. Tato vrstva je přibližně rovinná, pokud není příliš vzdálená od apertury aplikátoru (viz obr. 4.3) a myšlená elektrická stěna na ní vymezuje plochu  $\pi R^2$  [m²]. Infinitesimálně malé ploše  $r.dr.d\varphi$  na této vrstvě odpovídá objemový element  $r.dr.d\varphi.dz$ . Působí na něj tři napětí, která jsou ortogonální v prostoru a mají amplitudy

$$E_{\rm r}.dr$$
,  $E_{\rm o}.r.d\varphi$  a  $E_{\rm z}.dz$  [V/m] (4.18)

takže se v něm ztrácí elementární výkon  $P_e$ 

$$P_{e} = \frac{1}{2} (E_{r}^{2} + E_{\varphi}^{2} + E_{z}^{2}) \sigma r dr d\varphi dz$$
(4.19)

kde  $\sigma$  je měrná vodivost tkáně. Dělením tohoto výrazu infinitesimálně malou plochou  $r.dr.d\varphi$ dostaneme plošnou výkonovou hustotu p

$$p = \frac{1}{2}(E_r^2 + E_{\varphi}^2 + E_z^2) \sigma \, dz \tag{4.20}$$

Dále můžeme odvodit výraz pro celkový výkon 
$$P$$
 ztracený v uvažované vrstvě 
$$P = \frac{\sigma}{2} dz \int_{\varphi=0}^{2\pi} \int_{r=0}^{R} (E_r^2 + E_{\varphi}^2 + E_z^2) r dr d\varphi$$
 (4.20)

Definujme poměrnou plošnou výkonovou hustotu p výrazem

$$p = \frac{\frac{1}{2}(E_r^2 + E_{\varphi}^2 + E_z^2)\sigma r dr d\varphi dz}{\frac{P}{\pi R^2}} = \frac{(E_r^2 + E_{\varphi}^2 + E_z^2)\pi R^2}{\int_{\varphi=0}^{2\pi} \int_{r=0}^{R} (E_r^2 + E_{\varphi}^2 + E_z^2)r dr d\varphi}$$
(4.22)

která nezávisí na podélné souřadnici z a charakterizuje rozložení výkonové hustoty v příčných směrech vzhledem ke směru šíření elektromagnetické vlny. Integrace podle  $\varphi$  se tu aplikuje na výrazy, které obsahují funkci  $\cos^2(n\varphi)$  nebo  $\sin^2(n\varphi)$  a jinak na  $\varphi$  nezávisí. Výsledkem integrace v mezích od 0 do  $2\pi$  je pouze součinitel  $2\pi$  pro n=0 a funkci  $\cos^2(n\varphi)$ , nebo součinitel  $\pi$  pro n=0 a obě uvedené funkce.

Aplikujme tuto úvahu např. na dominantní vid kruhového vlnovodu TE<sub>11</sub>, který má dvě nenulové složky elektrického pole

$$E_r = \frac{J_1(Kr)}{r} \sin \varphi$$

$$E_{\varphi} = \left\lceil KJ_0(Kr) - \frac{J_1(Kr)}{r} \right\rceil \cos \varphi$$
(4.23)

kde K = 1,8412/R. Pro poměrnou výkonovou hustotu p pak lze po dosazení do vztahu (4.22) odvodit vztah

$$p = 8,378 \left[ J_0(Kr) - \frac{2J_1(Kr)}{Kr} \right] J_0(Kr) \cos^2 \varphi + \frac{J_1^2(Kr)}{(Kr)^2}$$
 (4.24)

V tomto případě je výkonová hustota p maximální na ose z uprostřed ohřívané oblasti. Protože dále platí

$$J_o(0) = 1$$
 a  $\lim \frac{J_1(Kr)}{Kr} = 0,5$  (4.25)

pak po úpravě dostaneme

$$p_{\text{max}} = 8,378.0,5^2 = 2,0945 \tag{4.26}$$

Na obr. 4.8 jsou znázorněny diagramy rozložení elektromagnetické energie v apertuře aplikátoru po znormování veličinou  $p_{\text{max}}$ . Jako tzv. efektivní aperturu (plochu, na které bude dosaženo hypertermické teploty) lze označit plochu, kde úroveň normované plošné hustoty energie je větší než 0,5. Pro obdélníkový vlnovod tak dostaneme plochu pravoúhlého tvaru, kruhový vlnovod má přibližně eliptickou efektivní aperturu.

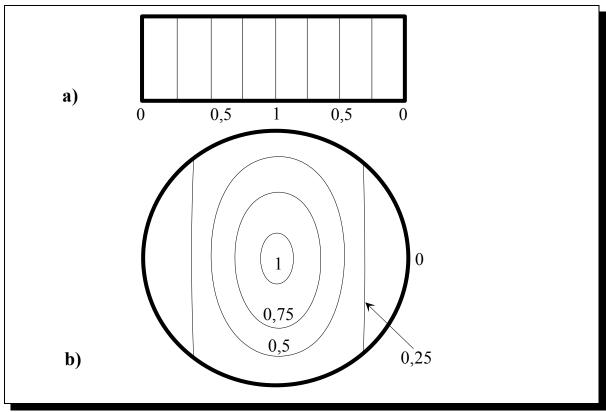
Obecnější výpočty rozložení elektrického pole E(x,y,z) před aperturou vlnovodného aplikátoru umožňuje vzorec

$$E(x,y,z) = j\frac{k}{4\pi} \iint G.E(x,y,z).dS$$
 (4.27)

kde modul radiusvektoru  $r = [(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2]$  a Greenova funkce  $G = e^{-jkr}/r$ . Dále pak x, y, z jsou souřadnice bodu, ve kterém počítáme intenzitu elektrického pole, x', y', z' jsou souřadnice bodu v apertuře aplikátoru. S je elementární plocha a k je vlnové číslo. Výraz vyjadřující časovou závislost  $e^{i \omega t}$  můžeme z našich úvah vyloučit, neboť při studiu možností ohřevu vlnovodnými aplikátory je důležitá jen efektivní hodnota časově proměnných veličin. V praxi můžeme často použít zjednodušenou verzi tohoto vztahu

$$E(x,y,z) = j\frac{k}{4\pi} \sum_{i=1}^{M} \sum_{j=1}^{N} \frac{e^{-jkr_{ij}}}{r_{ij}} E_{ij}(x'_{ij}, y'_{ij}).a'.b'$$
(4.28)

kde apertura uvažovaného aplikátoru je rozdělena na  $M \times N$  částí o rozměrech a' a b'. V každé z nich je hodnota intenzity elektrického pole dána hodnotou  $E_{ii}$ .



Obr. 4.8. Rozložení poměrné výkonové hustoty p v obdélníkovém vlnovodu s videm  $TE_{10}$  (a) a v kruhovém vlnovodu s videm  $TE_{11}$  (b).

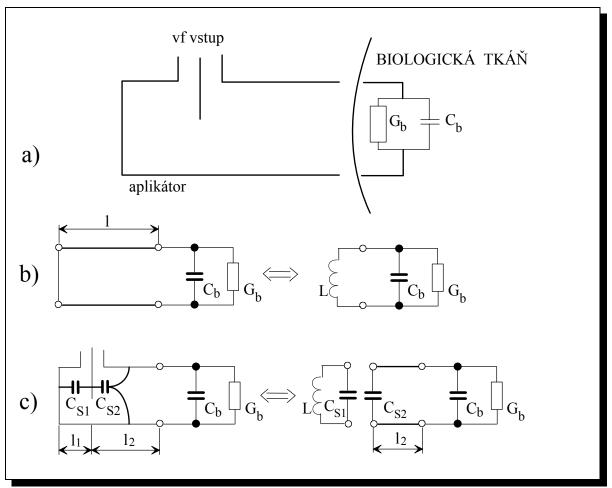
Pokud se ve studované oblasti (uvnitř aplikátoru nebo vně v blízkosti jeho apertury) mění permitivita dielektrika přechodem z dielektrického prostředí 1 do dielektrického prostředí 2, pak je třeba použít vztahů pro přepočet intenzity elektrického a magnetického pole na rozhraní.

# 4.6. Aplikátory tvořené propustným vlnovodem

Aplikátor tohoto typu je tvořen úsekem propustného vlnovodu, tzn. buzeného nad mezním kmitočtem  $f_m$ . Z jedné strany je úsek vlnovodu zkratován a druhou otevřenou stranou je přiložen (tj. navázán) na biologickou tkáň. Elektromagnetická energie vstupuje do aplikátoru zpravidla přes koaxiální vazební strukturu, jejímž úkolem je též vybudit žádaný vlnovodný vid v aplikátoru. Tato úvaha je obecně platná pro aplikátory odvozené z vlnovodů různých průřezů.

V praxi se nejběžněji používají aplikátory odvozené z vlnovodů obdélníkových a kruhových. Často jsou tyto vlnovody bez speciálního dielektrika, někdy však mohou být plněny dielektrickými materiály, nejčastěji destilovanou nebo lépe deionizovanou vodou. Tím se z hlediska dielektrických parametrů přiblíží prostředí uvnitř aplikátoru prostředí v biologické tkáni.

Impedance biologické tkáně je však velmi nízká a na přechodu mezi aplikátorem a biologickou tkání se část dopadající energie odráží zpět do aplikátoru - vznikají tzv. stojaté vlny. Aplikátor má pak povahu dutinového rezonátoru, jehož jedna stěna je tvořena biologickou tkání. Při rezonanci uvažované struktury pak za předpokladu kritické vazby aplikátoru na budící vedení dojde k téměř plnému přenosu elektromagnetické energie do tkáně.



Obr. 4.9. Vlnovodný aplikátor navázaný na biologickou tkáň (a) náhradní schéma (b,c).

Uvažovanou situaci znázorňuje obr. 4.9a, kde biologická tkáň je znázorněna svým náhradním schématem - tj. paralelně řazenou vodivostí  $G_b$  a kapacitou  $C_b$ .

Návrh skutečného aplikátoru pak plyne z teorie rezonátorů vytvořených úsekem vedení z jedné strany zkratovaných a z druhé strany zakončených ztrátovou kapacitou, viz obr. 4.9b. Optimální přenos elektromagnetické energie do biologické tkáně nastane při rezonanci popisované struktury, kdy aplikátor plní tyto základní funkce:

- a) Zajišťuje požadovanou distribuci energie a tedy i teploty v léčené oblasti.
- b) Impedančně přizpůsobuje vysokofrekvenční výkonový generátor vůči tkáni.
- c) Minimalizuje energii rozptýlenou do okolí hypertermické soupravy.
- d) Minimalizovány interference s ostatními prvky hypertermické soupravy (zejména s termometrií).

Pro další úvahy definujme ekvivalentní vodivost  $G_b$  a kapacitu  $C_b$  biologické tkáně v uvažovaných náhradních obvodech na základě normované admitance y<sub>b</sub> biologické tkáně, viz např. její výpočet v ref. [5]:

$$G_b = \frac{\mathrm{Re}(y_b)}{Z_0} \qquad \text{a} \qquad C_b = \frac{\mathrm{Im}(y_b)}{\omega Z_0} \qquad (4.29)$$
kde  $Z_0$  je vlnová impedance aplikátoru a  $\omega$  je úhlová frekvence. Indukčnost  $L$  úseku vlnovodu na

konci zkratovaného je dána vzorcem

$$L = \frac{Z_0 \operatorname{tg}(\beta l)}{\omega} \tag{4.30}$$

kde β je měrný fázový posuv vlnovodu. Aby nastala rezonance budicí struktury aplikátoru na předepsaném kmitočtu, musí mít úsek vlnovodu délku

$$l = \frac{\operatorname{arccotg Im}(y_b) + n\pi}{\beta} \tag{4.31}$$

Ve skutečnosti bude tato délka ovlivněna reaktancí vazebních prvků - viz obr. 4.9c, tj. např. kapacitou sondy  $C_S = C_{s1} + C_{s2}$ . Rozměry vazebních prvků plynou z potřebné hodnoty vazebního koeficientu. Je-li popisovaný aplikátor vyplněn dielektrikem, jehož parametry se blíží vlastnostem biologické tkáně, pak na rozhraní mezi aplikátorem a biologickou tkání nevznikají odrazy energie a návrh aplikátoru spočívá hlavně ve vyřešení přechodu mezi koaxiálním napáječem a aplikátorem.

# 4.7. Aplikátory pro intrakavitární termoterapii

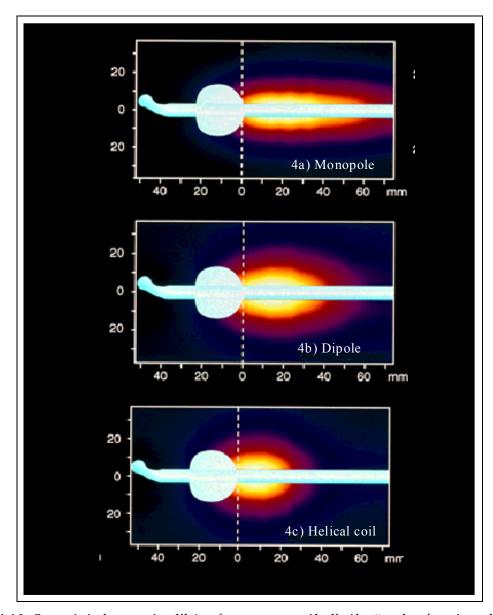
Oblast, která má být léčena termoterapií, se často nachází na povrchu tělních dutin nebo alespoň v jejich blízkosti. Pak je výhodné umístit mikrovlnný aplikátor přímo do této tělní dutiny. Vyhneme se tím hloubkovému nebo regionálnímu ohřevu, který bývá komplikovanější. Ve funkci intrakavitárních aplikátorů jsou především využívány aplikátory odvozené od koaxiálního vedení (monopól, dipól a šroubovicová struktura). Následující obrázek umožňuje srovnání vlastností aplikátorů typu monopól, dipól a šroubovicová struktura.

# 4.8. Aplikátory pro regionální termoterapii

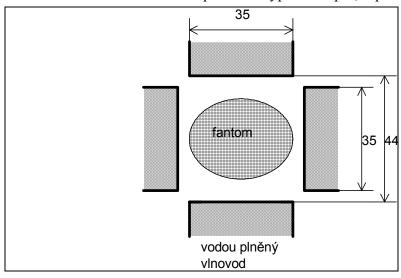
Regionální aplikátory vycházejí obecně z myšlenky, že je pro ohřev rozsáhlejší oblasti lidského těla výhodné vytvořit sbíhavou válcovou (resp. eliptickou) vlnu, nebo aspoň její část. Taková vlna se šíří z povrchu těla směrem dovnitř. Potom je možné při zadaném "poloměru" ohřívané oblasti a jejích dielektrických vlastnostech zvolit vhodný kmitočet generované vlny tak, aby teplota ve tkáni rostla směrem ke středu. Regionální aplikátory mají proto často vnitřní aperturu ve tvaru kruhového nebo eliptického válce. Další možností je apertura vytvořená např. ze 4 vlnovodů, jak je znázorněno na obr. 4.11. V tomto případě jde o princip vyvinutý na univerzitě v Amsterodamu, komerčně dodávaný firmou Lund Instruments pod názvem Lund Variphase.

Rozšířenou soupravou pro regionální aplikace hypertermie je zařízení americké firmy BSD, model 2000. Oba uvedené modely se liší jak v typu regionálního aplikátoru, tak i v ostatních částech soupravy.

Aplikátor SIGMA 60 modelu BSD 2000 je tvořen osmi dipóly uspořádanými na válcové ploše. Těchto osm dipólů je rozděleno na čtyři dvojice, které jsou buzeny ze čtyř výkonových zesilovačů. Takže u každé dvojice dipólů můžeme nastavit amplitudu a fázi vybuzené vlny. Frekvenční přelaďované pásmo této soupravy je v tomto případě 60 až 120 MHz. Změna frekvence je někdy využívána i pro impedanční přizpůsobení popisovaného aplikátoru. Výhodou tohoto aplikátoru jsou malé rozměry a z toho plynoucí velmi dobrá pohyblivost, takže aplikátor je možné posouvat podél pacienta místo toho, aby pacient byl zasouván do aplikátoru, jako je tomu u ostatních regionálních aplikátorů. Na druhé straně však tento aplikátor vytváří dosti silné elektromagnetické pole rozptýlené do okolí hypertermické soupravy. To je nepříjemné zejména pro obsluhu hypertermické soupravy, která se v její blízkosti pohybuje několik hodin denně.



Obr. 4.10. Srovnání vlastností aplikátorů typu monopól, dipól a šroubovicová struktura.



Obr. 4.11. Regionální aplikátor LUND VARIPHASE 5000.

# 5. MODELOVÉ VÝPOČTY A PLÁNOVÁNÍ LÉČBY

Pojem plánování léčby při termoterapii znamená modelově určit časový průběh třídimenzionálního (3D) rozložení teploty v průběhu plánované léčby (a to jak uvnitř léčené oblasti, tak i v jejím okolí). Při přípravě určitého typu klinické aplikace je nutné provést sérii experimentů a modelových výpočtů, které umožní vytvořit konkrétní představu o skutečné distribuci teploty (resp. SAR) v léčené oblasti. Jde o velmi komplikovaný problém, který zatím není zcela dořešen ani v zahraničí. To je dáno několika faktory, z nichž za nejdůležitější lze považovat:

- značně nehomogenní charakter biologického objektu tj. nepravidelné a zejména obtížně definovatelné prostorové rozložení různých typů biologických tkání v lidském těle,
- v praxi zpravidla nedostupný přesný popis topologie krevního řečiště a zejména jeho reakce na vnější podněty - tj. především na rostoucí teplotu v léčené oblasti,
- značně "komplikovanou" povahu tzv. blízkého elektromagnetického pole vyzářeného z apertury termoterapeutických aplikátorů.

Přesto však lze pomocí dále popsaných matematických i experimentálních prostředků docílit uspokojivých výsledků při modelování časového průběhu i prostorového rozložení teploty v léčené oblasti.

# 5.1. Výpočet 3D rozložení SAR a teploty

Výpočet teplotního rozložení při ohřevu biologické tkáně elektromagnetickou energií představuje řešit v dané oblasti parciální diferenciální rovnici

$$\varrho_t c_t \frac{\partial T}{\partial t} = q + \gamma_t \triangle T - V(T - T_{kr})$$
(5.1)

kde q = q(x,y,z,t) je energie dodávaná elektromagnetickým polem, T = T(x,y,z,t) značí teplotu,  $T_{kr} = T_{kr}(x,y,z,t_o)$  teplotu krve přitékající do léčené oblasti biologické tkáně a t je čas. Význam a hodnoty použitých konstant pro případ tkáně s vysokým obsahem vody jsou

 $\rho_t = 0.965 [g/cm^3]$  je měrná hmotnost (hustota) biologické tkáně

 $c_t = 3\,586 \,[\text{mJ/g/C}]$  je měrné teplo biologické tkáně.

V = 5,45 [mW/cm³/C] je součin veličin charakterizujících krevní řečiště a teplotní kapacitu ve studované oblasti biologické tkáně,

 $\gamma_t = 5.84 \text{ [mW/cm/C]}$  představuje měrnou tepelnou vodivost biologické tkáně.

V průběhu léčby se mění podmínky a také tvar a řešení uvažované rovnice, jak je schématicky znázorněno na obr. 5.5.

Obecně je tedy nutné řešit časovou závislost teploty T(x,y,z,t) v různých bodech v trojrozměrném prostoru při složité nehomogenní struktuře biologické tkáně, jejíž krevní zásobení se mění v závislosti na ohřevu. To je zatím analyticky řešitelné jen částečně pro případ zjednodušených geometrických modelů.

Univerzálnější možností je aplikování numerických metod při využití velmi výkonných počítačů. Zatím však žádné pracoviště zabývající se hypertermií neuvedlo, že by disponovalo programem pro dokonalé univerzální řešení tohoto problému. Dílčí řešení pak zpravidla využívají diferenční metody, momentové metody nebo metody konečných prvků. Největší potíže pak působí právě definování a modelování krevního řečiště a jeho reakcí na ohřev určité oblasti lidského těla.

Situace je dále velmi komplikovaná tím, že topologii ohřívané oblasti známe dokonale jen pro fantomové struktury. Při klinických aplikacích můžeme topologii dobře odhadnout pro podpovrchovou léčbu. Avšak mnohem složitější je situace pro hloubkový resp. regionální ohřev, kdy zmapování léčené oblasti vyžaduje použít počítačového tomografu.

# 5.2. Analytický výpočet teplotního rozložení

Jak jsme již uvedli, možnosti využití analytických metod pro modelování reálných rozložení teploty při termoterapii jsou značně omezené. Přesto se zde jimi budeme zabývat, protože jejich základní výhodou je zejména

- názornost popisu základních dějů při ohřevu biologické tkáně a jejich vzájemné fyzikální souvislosti.
- možnost použití jako referenční metody pro testování numerických metod na jednoduchém geometrickém útvaru.

Pro výpočet veličin elektromagnetického pole uvnitř tělesa určitého geometrického tvaru analytickým způsobem jsou nejčastěji používané tyto metody:

- metoda separace proměnných (nejprve se určí rovnice popisující pole, pak se použije okrajových a počátečních podmínek),
- integrální rovnice (pole uvnitř tkáně se určí v jednom kroku řešení rovnice).

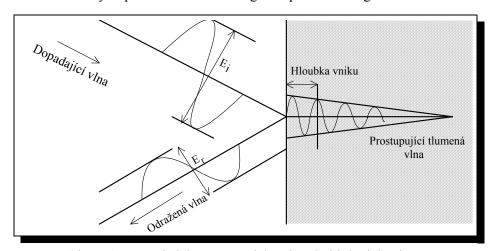
Obecně můžeme využít analytické metody výpočtu teplotního rozložení tam, kde léčená část lidského těla může být aproximována jednoduchým geometrickým útvarem.

Pro případ termoterapie větších oblastí, které jsou uloženy buď ve svalové tkáni nebo zasahují až k povrchu pacientova těla, lze použít analytické řešení platné pro tzv. jednorozměrný model (tj. rovinnou vlnu šířící se jedním směrem, např. podél osy z) a homogenní dielektrikum s rovinným povrchem. Elektromagnetická energie q absorbovaná v biologické tkáni pak bude vyjádřena vztahem

$$q = p(0).e^{-2az} (5.2)$$

viz podrobněji vztah (5.6). Zde p(0) je hustota výkonu na povrchu tkáně.

Obr. 5.1 znázorňuje případ šikmého dopadu elektromagnetické vlny na povrch biologické tkáně - jde o problém známý z teorie elektromagnetického pole. Teoreticky je vyřešen případ dopadu elektromagnetické vlny pod obecným úhlem, avšak při modelování hypertermických aplikátorů se zpravidla snažíme o kolmý dopad mikrovlnné emergie na povrch biologické tkáně.



Obr. 5.1. Dopad elektromagnetické vlny do biologické tkáně.

I když v dalším textu uvedené odvození analytického řešení našeho problému je v mnoha směrech zjednodušeno, přesto je velmi důležité, protože velmi dobře demonstruje základní fyzikální děje jak z hlediska elektromagnetického pole, tak i z hlediska teplotních dějů. Popis základních dějů analytickými výrazy umožňuje skutečné porozumění diskutované problematice, takže je možné si představit, co se odehrává i v případech mnohem komplikovanějších. Je možné se odvolat na výrok, že člověk tehdy rozumí dějům popsaným parciálními diferenciálními rovnicemi, když zná jejich řešení, aniž by je hledal běžnými matematickými prostředky.

Výkon elektromagnetické vlny  $P_i$  dopadající z dielektrického prostředí (které je uvnitř uvažovaného hypertermického aplikátoru) na povrch biologické tkáně lze vyjádřit pomocí následujícího výrazu

$$P_i = \frac{1}{2} \frac{E_i^2}{Z_v} \tag{5.3}$$

kde Z<sub>v</sub> je tzv. vlnová impedance volného dielektrického prostředí

$$Z_{\nu} = \frac{120\pi}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \tag{5.4}$$

Vlnová impedance  $Z_t$  pro obecné prostředí včetně biologické tkáně pak je dána obecným známým výrazem

$$Z_t = \sqrt{\frac{\omega \mu_o}{\sigma + j\omega\varepsilon}} \tag{5.5}$$

Pokud je uvažovaný hypertermický aplikátor dokonale navržen, pak jím všechna elektromagnetická energie z výkonového generátoru projde do biologické tkáně a objemová hustota ztraceného výkonu  $p_0$  se pak dá vyjádřit pomocí výrazu

$$p_o = \frac{\sigma}{2}E^2 = \frac{\sigma}{2}P_i\sqrt{\frac{\omega\mu_o}{\sigma + j\omega\varepsilon}} e^{-2az} = p(0)e^{-2az}$$
 (5.6)

Vraťme se k rovnici (5.2) a dělme obě strany tepelnou vodivostí biologické tkáně  $\gamma_t$ , takže dostaneme

$$\frac{\varrho_t c_t}{\gamma_t} \frac{\partial T}{\partial t} = \Delta T - \frac{V}{\gamma_t} (T - T_{kr}) + \frac{p(0)}{\gamma_t} e^{-2az}$$
(5.7)

a dále upravíme zavedením konstant

$$a=\frac{\varrho_t c_t}{\gamma_t}$$
 (hodnota pro svalovou tkáň:  $a=590 \text{ S/m}^2$ ),   
 $b=\frac{V}{\gamma_t}$  (hodnota pro svalovou tkáň:  $b=0,93 \text{ S/m}^2$ ), (5.8)   
 $v=\frac{p(0)}{\gamma_t}$  (hodnota  $v$  závisí na výkonu elektromagnetické vlny, rozměr je [C/cm]),

takže výsledný tvar rovnice, se kterou budeme dále pracovat je

$$a\frac{\partial T}{\partial t} = \Delta T - b(T - T_{kr}) + ve^{-2\alpha z}$$
(5.9)

#### Jednorozměrný model

V dalším odvození se omezíme na tzv. jednorozměrný model, tj. budeme uvažovat závislost prostorového rozložení veličin elektromagnetického i teplotního pole jen na souřadnici z, takže T = T(z,t). Z toho plyne

$$\Delta T = \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \tag{5.10}$$

takže dostaneme rovnici (11.7) ve tvaru

$$a\frac{\partial T}{\partial t} = \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} - b(T - T_{kr}) + ve^{-2az}$$
(5.11)

Obecné řešení této rovnice lze vyjádřit jako lineární kombinaci funkcí

$$T = T_k + T_\infty + T_n \tag{5.12}$$

kde

 $T_{\rm k}$  je konstantní teplota (tj. v našem případě teplota lidského těla cca 37 °C),  $T\infty(x,y,z)$  je rozložení teploty v tzv. ustáleném stavu (tj. po skončení přechodových dějů),  $T_{\rm p}(x,y,z,t)$  je přechodová teplota.

Dosazením vztahu (5.12) do rovnice (5.11) pak dostaneme výraz

$$\frac{\partial^2 T_{\infty}}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 T_p}{\partial z^2} - b(T_k + T_{\infty} + T_p - T_{kr}) + ve^{-2az} = a\frac{\partial T}{\partial t}$$
 (5.13)

který separujeme a dostaneme dvě následující rovnice, jednu pro ustálený stav a druhou pro popis přechodového děje

$$\frac{\partial^2 T_{\infty}}{\partial z^2} - bT_{\infty} = b(T_k - T_{kr}) - ve^{-2az}$$
(5.14)

$$\frac{\partial^2 T_p}{\partial z^2} - bT_p = a \frac{\partial T}{\partial t} \tag{5.15}$$

#### <u>Ustálený stav</u>

V dalších úvahách se zaměříme na řešení teplotního rozložení pro případ časově ustáleného stavu daném rovnicí (5.14)

$$T_{\infty}(z) = A.e^{-z\sqrt{b}} + B.e^{-2az} + T_k - T_{kr}$$
 (5.16)

kde první a druhý člen na pravé straně reprezentuje obecné řešení uvažované diferenciální rovnice, třetí a čtvrtý člen je tzv. partikulární řešení. Předpokládaný průběh je znázorněn na obr. 5.2.

Abychom mohli určit konstanty A a B, musíme definovat okrajovou podmínku, v našem případě např. teplotu na povrchu léčené oblasti biologické tkáně

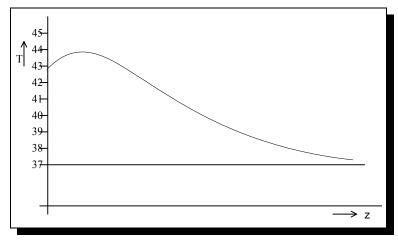
$$\frac{\partial T_{\infty}(z)}{\partial z} = \eta \Big[ T_{\infty}(z) - T_{po} \Big]$$
 (5.17)

kde pro obě strany předchozí rovnice souřadnice z limituje k nule.  $T_{po}$  je teplota na povrchu biologické tkáně. Při termoterapii je tato teplota na povrchu dána zpravidla teplotou vodního bolusu, který bývá často umístěn mezi tkání a aperturou aplikátoru.

Dosadíme-li rovnici (5.16) do vztahů (5.13) a (5.15), pak můžeme vyjádřit konstanty A a B ve tvaru  $B = \frac{-v}{4a^2 - b}$  (5.18)

$$B = \frac{1}{4a^2 - b} \tag{5.18}$$

$$A = \frac{-(\eta + 2a)B - \eta (T_{kr} - T_{po})}{\eta + \sqrt{b}}$$
 (5.19)

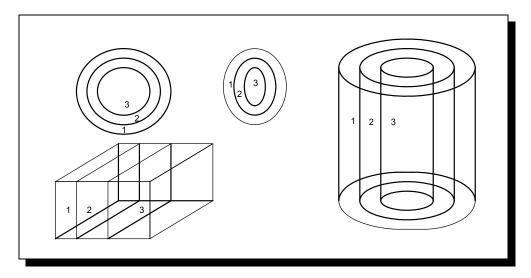


Obr. 5. 2. Teplotní průběh vyvolaný šířením elektromagnetické vlny do biologické tkáně pro tzv. jednorozměrný model.

# 5.3. Analytické řešení pro fantomy jednoduchých geometrických tvarů

Za jednoduché geometrické tvary budeme především považovat fantomy, které lze snadno analyticky definovat v základních souřadných systémech (kartézské, válcové, sférické, atp.), tedy např.:

- planární homogenní fantom,
- planární fantom sestavený z několika vrstev,
- homogenní válec,
- válec z vrstveného dielektrika,
- homogenní koule,
- koule z vrstveného dielektrika.



Obr. 5.3. Příklady fantomů biologické tkáně jednoduchých tvarů.

Jak vidíme, v uvedeném seznamu jsou jen velmi jednoduché geometrické struktury. Rozložení elektromagnetického pole pro tyto geometrické útvary lze určit řešením vektorové vlnové rovnice

$$\nabla \mathbf{x} \nabla \mathbf{x} \mathbf{E}(\mathbf{r}) - k_o^2 \varepsilon_i \mathbf{E}(\mathbf{r}) = 0 \tag{5.20}$$

kde vlnové číslo volného prostoru

$$k_o = \omega_{\bullet} / \overline{\varepsilon_o \mu_o} \tag{5.21}$$

a  $\epsilon_j$  je komplexní relativní permitivita jednotlivých vrstev uvažovaného fantomu biologické tkáně. Řešení rovnice (5.20) pak lze hledat ve tvaru

$$E(r) = \int_{V} \Psi_{V}^{j}(r) a_{V}^{j} dV$$
 (5.22)

kde integrál reprezentuje zobecněný součet,  $\Psi^{j}_{V}$  je j-tá vlastní vlna j-té vrstvy daného geometrického tvaru. Dále  $a^{j}_{V}$  jsou neznámé expanzní koeficienty, které určíme použitím patřičné okrajové podmínky na rozhraní jednotlivých vrstev. Důležité je také určení okrajových podmínek v apertuře aplikátoru samého, protože popis aplikátoru sám o sobě je velmi komplikovaný.

#### Analytické řešení elektromagnetického pole pro případ induktivního ohřevu

V případě nízkofrekvenčního ohřevu aplikátorem induktivního typu lze předpokládat, že známe rozložení proudu podél vodiče. Dobře definované rozložení proudu lze také předpokládat u aplikátorů vytvořených z dipólů. Předpokládejme, že proudové vlákno se nalézá vně uvažovaného fantomu. Pak musíme řešit nehomogenní vlnovou rovnici

$$\nabla \mathbf{x} \nabla \mathbf{x} \mathbf{G}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') - k_o^2 \varepsilon_j \mathbf{G}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') = \mathbf{I} \delta(\mathbf{r} - \mathbf{r}')$$
(5.23)

kde G je dyadická Greenova funkce, r značí bod pozorování a r' bod zdroje. I značí dyadickou jednotku (která vyjadřuje tři možné orientace dipólu jako zdroje),  $\delta(r-r')$  reprezentuje elementární proudový zdroj a umožňuje vyjádřit jeho rozložení.

$$G(r|r') = \int_{V} \Psi(r) \Psi_{V}(r') b_{V}^{j} dV$$
(5.24)

Předpokládáme-li znalost rozložení zdroje elektrického, resp. magnetického proudu  $J_e$  resp.  $J_m$ 

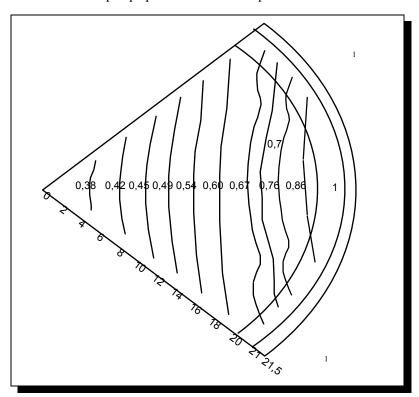
$$\boldsymbol{E}(\boldsymbol{r}) = -\int_{S_a} (\boldsymbol{n}_s \times \boldsymbol{G}(\boldsymbol{r}|\boldsymbol{r}')) \boldsymbol{J}_e(\boldsymbol{r}') ds' - \int_{S_a} (\nabla \times \boldsymbol{G}(\boldsymbol{r}|\boldsymbol{r}')) \boldsymbol{J}_m(\boldsymbol{r}') ds'$$
(5.25)

kde  $n_s$  je vnější jednotkový vektor normální k povrchu  $S_a$ . Protože  $J_e$ ,  $J_m$  a G jsou známy, pak E můžeme vypočítat.

Analytické techniky můžeme použít rovněž v případě nízkofrekvenčního kapacitního ohřevu. V takovém případě místo vektorové vlnové rovnice je třeba řešit skalární Laplaceovu rovnici. Analytické řešení pak umožňuje určit i rozložení SAR.

#### Přibližné vlnové řešení

I když metody separace proměnných a integrálních rovnic jsou použitelné pro modelování aplikátorů vyzařujících elektromagnetickou energii do geometrických útvarů jednoduchých tvarů, je ještě jedna jednodušší metoda umožňující studovat vyzařování aplikátoru do biologické tkáně. Tato metoda je založena na elektrickém poli kolem elementárního skalárního zdroje. Obr. 5.4. pak znázorňuje příklad výsledků výpočtu touto metodou pro případ vlnovodného aplikátoru.



Obr. 5.4. Rozložení modulu *E* pro případ ohřevu fantomu vlnovodným aplikátorem.

$$|E| = \frac{e^{-jkr}}{r} \tag{5.26}$$

kde k je konstanta šíření v biologické tkáni, dále

$$r = \sqrt{|z - z_o|^2 + \rho^2} \tag{5.27}$$

kde  $z_0 = \alpha + j\beta$  je komplexní zdrojový bod,  $\rho$  je transverzální vzdálenost. Aperturu je výhodné umístnit do roviny z = 0, kde zpravidla známe rozložení pole v apertuře aplikátoru. Tzv. Gaussův svazek se objeví, pokud je splněna podmínka

$$\rho < |z - z_o| \tag{5.28}$$

pak

$$|\mathbf{E}| = \frac{1}{z - z_o} e^{-jkz} e^{-j\frac{k\varrho^2}{2(z - z_o)}}$$
 (5.29)

tento model je vysokofrekvenční aproximace a neplatí pokud  $|z - z_0|$  je příliš malé. Průběh výkonu podél osy z je dán rovnicí

$$P = e^{az} \frac{\alpha^2 + \beta^2}{(a-z)^{2+\beta^2}}$$
 (5.30)

lokální maximum pro fokusovaný svazek vznikne, pokud

$$|\beta| < \frac{a}{2} \tag{5.31}$$

Pokud bychom předpokládali jako limitní případ konstantní amplitudu v apertuře

$$\frac{k}{z_0} = u + jv \qquad \text{kde } v = 0 \tag{5.32}$$

pak maximální vzdálenost  $z_{\text{max}}$  pro lokální maximum výkonu je

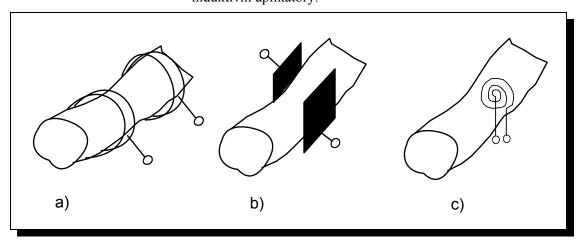
$$z_{\text{max}} = \frac{1}{2a \lg \delta} \tag{5.33}$$

Superpozice několika Gaussových svazků může být využita při modelování víceaplikátorových hypertermických systémů.

#### Kvazistatický případ

Kvazi-statický způsob modelování může být využit, pokud vlnová délka ve vakuu bude alespoň desetkrát větší než jsou skutečné rozměry aplikátoru a oblasti léčené biologické tkáně. Tato podmínka bývá splněna pro kmitočty nižší než 30 MHz. Pro tyto nízké kmitočty můžeme elektromagnetický ohřev rozdělit do dvou následujících skupin:

- kapacitní aplikátory,
- induktivní aplikátory.



Obr. 5.5. Kapacitní (a,b) a induktivní hypertermické aplikátory (c).

#### Kapacitní aplikátory

V okolí kapacitního aplikátoru lze zanedbat vliv magnetického pole. Vně aplikátoru platí kvazistatická aproximace

$$rot \mathbf{E} = 0 \tag{5.34}$$

se kterou koresponduje známý vztah

$$\mathbf{E} = -\operatorname{grad} \varphi \tag{5.35}$$

Ze zobecnělé rovnice pro vektor hustoty proudu

$$\mathbf{J} = (\sigma + j\omega\varepsilon)\mathbf{E} \tag{5.36}$$

pak můžeme dostat známou rovnici kontinuity

$$\operatorname{div} \mathbf{J} = 0 \tag{5.37}$$

Předchozí rovnice reprezentují soustavu parciálních diferenciálních rovnic, které musí být doplněny okrajovou podmínkou, že elektrický potenciál na kapacitních elektrodách je roven předepsané hodnotě. Dále pak podmínkou kontinuity - elektrický potenciál a normálová složka zobecněné proudové hustoty jsou spojité na rozhraní mezi dvěma různými tkáněmi. Všimněme si, že při kvazistatické aproximaci je elektromagnetický problém s vektory E a E nahrazen zjednodušeným problémem s veličinami e0 a e1.

Pokud vyloučíme J z předchozích rovnic, dostaneme eliptickou parciální diferenciální rovnici druhého řádu pro veličinu  $\varphi$ . V oblasti vně aplikátoru elektrický potenciál vyhovuje rovnici

$$\operatorname{div}\left[(\sigma + j\omega\varepsilon)\nabla\varphi\right] = 0\tag{5.38}$$

V homogenní oblasti pak dostaneme Laplaceovu rovnici, která je snadno řešitelná. Společně s podmínkou kontinuity pro veličiny  $\varphi$  a J a okrajovou podmínku pro  $\varphi$  nebo J jsme schopni vypočítat rozložení tohoto kvazi-statického elektromagnetického pole v celé uvažované oblasti.

Pro případ několika libovolných elektrod pro libovolné umístění ve třídimenzionální oblasti biologické tkáně může být uvažovaný kvazi-statický problém účinně vyřešen aproximací na bázi konečných diferencí předchozí rovnice, ve spojení s účinnou iterativní metodou. Ta může být odvozena pokud řešení  $\varphi(x,y,z)$  eliptické diferenciální rovnice můžeme chápat jako stacionární řešení  $\varphi(x,y,z,t)$  pro t ->  $\infty$  z parabolické diferenciální rovnice

$$F\operatorname{div}\left[(\sigma + j\omega\varepsilon)\nabla\varphi\right] - \frac{\partial\varphi}{\partial t} \tag{5.39}$$

kde F=F(x,y,z) je vhodně zvolená nenulová komplexní veličina. Vhodná aproximace konečnými diferencemi v prostoru a čase vede pak na stabilní řešení danné parabolické rovnice.

# 5.4. Numerické metody

V současné době se pro numerické řešení Maxwellových rovnic a pro numerické řešení teplotních procesů využívá několik numerických metod. Mezi nejvýznamnější patří:

- metoda konečných diferencí v časové oblasti,
- metoda konečných prvků,
- momentová metoda,
- rozvoj do tzv. vlnových funkcí,
- integrální rovnice.

První dvě metody mají tzv. lokální charakter, kdy řešíme pole v jednotlivých bodech uvažovaného prostoru. Další tři metody mají tzv. globální charakter, kdy řešíme pole v určitém objemu uvažovaného prostoru.

Většina termoterapeutických aplikátorů generuje harmonické elektromagnetické pole, takže pro další úvahy je výhodné využít Maxwellovy rovnice v komplexním tvaru

$$rot \mathbf{H} - (\sigma + j\omega \varepsilon)\mathbf{E} = \mathbf{J}_z$$

$$rot \mathbf{E} + j\omega \varepsilon \mathbf{H} = 0$$
(5.40)

kde  $J_z$  je vektor proudové hustoty budící elektromagnetické pole.

Uvedené metody jsou sice založeny na různých principech, avšak zpravidla všechny posléze vedou na řešení soustavy lineárních algebraických rovnic, které lze řešit buď eliminačními nebo iteračními metodami.

# 5.5. Metoda konečných diferencí v časové oblasti (FDTD)

V angličtině je tato metoda nazývána "finite-difference time domain". Principem této metody je, že elektromagnetické pole je mapováno v diskrétních intervalech prostoru i času při numerickém modelování. Prostorové souřadnice jednotlivých bodů ve kterých počítáme veličiny elektromagnetického pole jsou odvozeny od třírozměrné krychlové mřížky. Každá elementární oblast mřížky je charakterizována svými dielektrickými parametry a má šest složek pole - tři pro elektrické a tři pro magnetické pole.

Pro *t* = 0 předpokládáme všechny složky pole ve studovaném objemu rovny nule, začíná buzení ze zdroje sinusových elektromagnetických vln nebo proudů. Šíření dopadající elektromagnetické vlny je simulováno aproximací Maxwellových rovnic řadou konečných diferencí v mřížce uvažovaného objemu po každém přírůstku času. Procedura končí když dojde k již jen zanedbatelně malým změnám hodnot počítaných veličin, což je projev ustáleného stavu daného průběhu.

Tato metoda umožňuje řešení problému při jedné frekvenci, což ale při termoterapii bývá splněno. Řešení pro širší kmitočtové pásmo je možné najít pomocí Fourierovy transformace odezvy.

Maxwellovy rovnice můžeme pro tuto metodu zapsat ve známém tvaru

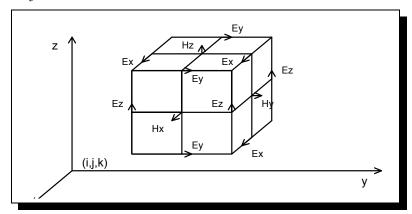
$$rot \mathbf{H} = \sigma \mathbf{E} + \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t}$$

$$rot \mathbf{E} = \mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t}$$
(5.41)

Tyto vektorové rovnice je možné rozepsat pro jednotlivé složky těchto vektorů  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$ ,  $H_x$ ,  $H_y$ ,  $H_z$  a rozvinout do schématu konečných diferencí dle následujících rovnic. Přitom souřadnice bodu (i,j,k) na krychlové mřížce o hraně  $\delta = \Delta x = \Delta y = \Delta z$  odpovídají bodu  $(i\delta, j\delta, k\delta)$ . Pro každou funkci prostorových souřadnic a času pak platí

$$F^{n}(i,j,k) = F(i\delta, j\delta, k\delta, n \Delta t)$$
(5.42)

kde  $\Delta t$  je přírůstek času. Složky vektoru elektrického a magnetického pole jsou v každé buňce proloženy, jak ukazuje obr. 5.6.



Obr. 5.6. Složky elektromagnetického pole zobrazené na elementárním objemu ve tvaru krychle.

Hodnoty libovolné složky pole v určitém bodě lze vypočítat z předchozích hodnot složek pole v jeho okolí

$$H_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}) = H_x^{n-\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}) - \frac{\Delta t}{u\delta} \left[ E_z^n(i,j+1,k+\frac{1}{2}) - E_z^n(i,j,k+\frac{1}{2}) - E_y^n(i,j+\frac{1}{2},k+1) + E_y^n(i,j+\frac{1}{2},k) \right]$$
(5.43a)

$$E_x^{n+1}(i+\frac{1}{2},j,k) = (1+\frac{\sigma \Delta t}{\varepsilon})E_x^n(i+\frac{1}{2},j,k) +$$
 (5.43b)

$$+\frac{\Delta t}{\varepsilon\delta} \left[ H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2},k) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}) + H_x^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j,k-\frac{1}{2}) \right]$$

Velikost prostorové diference a tedy i rozlišení by mělo být zlomkem (asi 1/20) buď vlnové délky nebo nejmenšího z rozměrů studovaného objektu. Přírůstek času musí vyhovovat kriteriu stability daném následující rovnicí

$$v_{\max} \Delta t \le \sqrt{\left(\frac{1}{\delta x^2} + \frac{1}{\delta y^2} + \frac{1}{\delta z^2}\right)}$$
 (5.44)

kde  $v_{\text{max}} = c$  je rychlost světla ve vakuu. Pro krychlovou mřížku se pak tento vztah zjednodušší

$$\Delta t \le \frac{\delta}{c\sqrt{3}} \tag{5.45}$$

Pro kovové prvky je nutné použít speciální okrajové podmínky při této formulaci uvažované metody konečných diferencí v časové oblasti, protože pro svou vysokou vodivost mohou způsobovat nestability algoritmu. Tyto podmínky anulují tečnou složku vektoru intenzity elektrického pole *E*.

V současné době jsme pro numerické výpočty interakcí elektromagnetických vln s biologickou tkání získali softwarový product SEMCAD, který umožňuje řešit dané problémy právě na bázi FDTD. Tento program byl zakoupen pro výukové účely (ukázky na přednáškách, práce studentů a doktorandů, atp.) a také pro akademický výzkum v oblasti lékařských aplikací mikrovlnné techniky.

# 5.6. Metody integrálních rovnic

Tyto metody můžeme obecně rozdělit podle typu pole, se kterým pracují, na dvě následující skupiny:

- metoda integrálních rovnic pro pole elektrické,
- metoda integrálních rovnic pro pole magnetické.

Postupně ukážeme základní možnosti využití obou skupin těchto metod.

### Metoda integrálních rovnic pro pole elektrické

Šíření elektromagnetických vln v biologické tkáni je dáno dielektrickými vlastnostmi uvažované tkáně, uspořádáním zdroje elektromagnetických vln a geometrickým tvarem a rozměry biologického objektu. To všechno ovlivňuje prostorové rozložení SAR uvnitř uvažovaného třírozměrného biologického objektu. Pro jeho určení se často využívá metod založených na řešení soustavy integrálních rovnic.

$$\boldsymbol{E}(\boldsymbol{r}) = \boldsymbol{E}^{dop}(\boldsymbol{r}) - \int_{V} \chi(\boldsymbol{r}') . \boldsymbol{E}(\boldsymbol{r}') \boldsymbol{G}(\boldsymbol{r}|\boldsymbol{r}') . dV'$$
(5.46)

kde  $E^{dop}$  je intezita elektrického pole dopadající na biologickou tkáň, komplexní vodivost  $\chi$  je pak dána vztahem

$$\chi(\mathbf{r}) = \varepsilon_r(\mathbf{r}) - 1 = \varepsilon_r'(\mathbf{r}) - 1 - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}$$
 (5.47)

a dále Greenova dyadická funkce pro volný prostor je vyjádřena následující rovnicí

$$G(\mathbf{r}|\mathbf{r}') = (k_o^2 I + \nabla \nabla) \cdot G_o(\mathbf{r}|\mathbf{r}')$$
(5.48)

kde

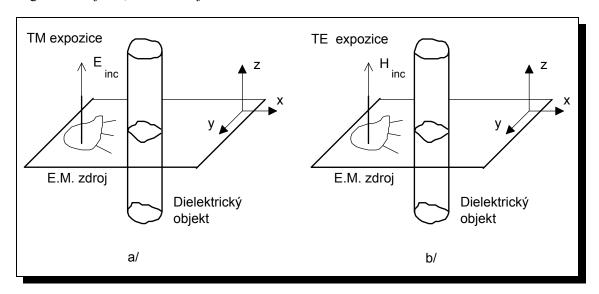
$$\boldsymbol{G}_{o}(\boldsymbol{r}|\boldsymbol{r}') = \frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\boldsymbol{k}|\boldsymbol{r}-\boldsymbol{r}_{o}|}}{4\pi|\boldsymbol{r}-\boldsymbol{r}_{o}|}$$
(5.49)

#### Dvourozměrný případ

Pokud se vlastnosti biologického objektu a podmínek expozice elektromagnetickým polem nemění podél jedné z daných souřadnic, pak výslednou studii elektromagnetické absorpce můžeme omezit jen na průřez uvažovaného tělesa, problém se stává dvourozměrným a zpravidla mnohem méně náročným na numerické zpracování. Proto se dříve mnoho problému převádělo na dvourozměrný problém, dnes je již výkon počítačů dostatečný pro třídimenzionální zpracování.

Pokud se ale rozhodneme pro dvoudimenzionální aproximaci danného problému, pak musíme rohodnout mezi transverzálně magnetickým (TM) a transverzálně elektrickým (TE) typem expozice biologického objektu

V případě TM expozice je vektor intenzity elektrického pole  $E^{inc}$  rovnoběžný s osou uvažovaného biologického objektu, viz následující obrázek.



Obr. 5.7. Dvourozměrný objekt s expozicí typu TM (a) resp TE (b).

Pak nedochází k polarizaci, problém se víceméně stává skalární a může být popsán rovnicí

$$E_z(x,y) = E_z^{dop}(x,y) - \frac{j}{4} \int_S x(x',y') . E_z(x',y') . H_o^{(2)}(k_o \rho) . dS'$$
 (5.50)

kde Hankelova funkce H<sub>o</sub><sup>(2)</sup> je dvoudimenzionální Greenova funkce uvažovaného systému.

V případě TE expozice biologického objektu je intenzita dopadajícího magnetického pole rovnoběžná s osou biologického objektu. V tomto případě dochází k polarizaci prostředí. Takže musíme vzít do úvahy dvě složky vektoru intenzity elektrického pole, problém je komplikovanější.

# 5.7. Momentová metoda

Jednou z metod vhodných pro řešení integrálních rovnic je tzv. momentová metoda, která převádí předchozí rovnice na soustavu algebraických rovnic. Principem je vyjádření vektoru intenzity elektrického pole do řady základních funkcí  $f_n$ . Volba těchto funkcí je velmi důležitá pro celý výpočet, protože tyto funkce musí umožnit dosti přesnou aproximaci vektoru intenzity elektrického pole při minimálních požadavcích na výpočet. Uvažovanou oblast biologického objektu je zpravidla třeba rozdělit na N vzájemně se nepřekrývajících podoblastí, jako je např. na obr. 5.8.

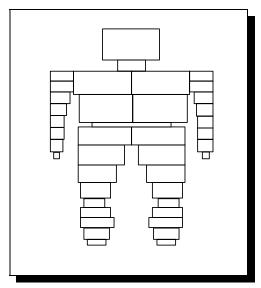
Každá z těchto funkcí báze je nenulová ve své oblasti a nulová vně této oblasti. Neznámý vektor intenzity elektrického pole pak lze vyjádřit jako

$$\boldsymbol{E} = \sum \boldsymbol{E}_n \tag{5.51}$$

 $\boldsymbol{E} = \sum_{n} \boldsymbol{E}_{n}$ takže pak rovnice (5.46) přejde na zápis

$$\sum_{n} \boldsymbol{E}_{n}(\boldsymbol{r}) = \boldsymbol{E}^{dop}(\boldsymbol{r}) - \sum_{n} \int_{V} x(\boldsymbol{r}') . \boldsymbol{E}_{n}(\boldsymbol{r}') \boldsymbol{G}(\boldsymbol{r}|\boldsymbol{r}') ) . dV'$$
(5.52)

Rozvoj do řady funkcí vede na integrální rovnici s N neznámými koeficienty, takže musíme sestavit N lineárně nezávislých rovnic.



Obr. 5.8. Příklad rozdělení biologického objektu na podoblasti.

#### Metoda integrálních rovnic pro pole magnetické

Integrální rovnice pro pole elektrické lze použít na případ dvorozměrných aproximací i při TE expozici, ale přesnost řešení je problematická. Výhodnější je použít integrální rovnice pro pole magnetické, které váží celkové magnetické pole k rotaci ekvivalentního elektrického proudu J dle rovnice

$$H_z(x,y) = H_z^{dop}(x,y) - \int_{S} (z.\nabla x \mathbf{J}(x',y')) \frac{1}{4j} . H_o^{(2)}(k_o \rho) . dx' y'$$
 (5.53)

Použitím této integrální rovnice a dále s využitím vztahu

$$\boldsymbol{J}(x,y) = \frac{\varepsilon_r(x,y) - 1}{\varepsilon_r(x,y)} \nabla x(\boldsymbol{z}, H_z)$$
 (5.54)

pak snadno dostaneme řešení i pro elektrické pole.

### 5.8. Metoda konečných prvků

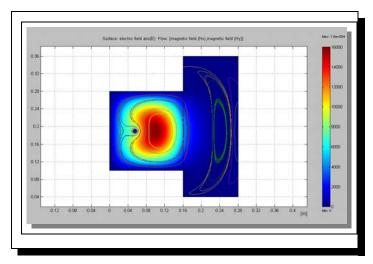
Také metoda konečných prvků ve své základní podobě i v různých variacích, např. metoda hybridních prvků resp. metoda hraničních prvků, je využívána při plánování termoterapeutické léčby. Každá z uvedených metod má své přednosti, takže např. metoda konečných prvků se využívá pro modelování nehomogenní oblasti léčeného biologického objektu, zatímco metoda hraničních prvku je zase vhodná pro výpočet elektromagnetického pole v neohraničeném okolí pacienta.

Obecně lze konstatovat, že i když je oblasti numerických metod věnována značná pozornost, zatím ještě nejsou jejich možnosti využity v plném rozsahu a je třeba dále rozvíjet jejich nasazení.

Před dvěma roky jsme pro numerické výpočty interakcí elektromagnetických vln s biologickou tkání získali softwarový product FEMLAB, který umožňuje řešit dané problémy právě na bázi FEM (Finite Element Method - tj. metoda končných prvků). Tento program byl zakoupen pro výukové účely (ukázky na přednáškách, práce studentů a doktorandů, atp.) a také pro akademický výzkum v oblasti lékařských aplikací mikrovlnné techniky.

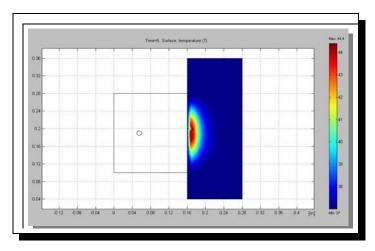
V rámci těchto skript (nejen v této kapitole) je uvedeno několik ukázek využití tohoto programu pro modelování *SAR* aplikátorů různých typů. Obr. 5.9 znázorňuje rozložení intenzity elektrického pole v aplikátoru samém i v biologické tkáni před aperturou aplikátoru. Je možné pozorovat relativně

vysokou úroveň intenzity elektrického pole uvnitř aplikátoru. To je dáno tím, že vlnovodné aplikátory jsou ve své podstatě rezonátory.



Obr. 5.9. Rozložení intenzity elektrického pole v aplikátoru samém i v biologické tkáni před aperturou aplikátoru.

Následující obrázek pak znázorňuje příklad výpočtu rozložení teploty před aperturou aplikátoru. Vypočtený výsledek dosti dobře odpovídá výsledkům analytických představ i výsledkům meření realizovaných aplikátorů na agarových resp. vodních fantomech.



Obr. 5.10. Příklad výpočtu rozložení teploty před aperturou aplikátoru.

# 5.9. Výpočet rozložení energie absorbované v biologickém objektu

Jak jsme již uvedli, neionizující elektromagnetické záření je užitečné pro termoterapeutické aplikace pro převod absorbované elektromagnetické energie na tepelnou mechanizmem Jouleových ztrát. Požadavkem na absorbovaný výkon je dosáhnout v nádorové tkáni teplot 42 až 45 °C a přitom příliš nezvýšit teplotu v okolní zdravé tkáni.

Velmi důležitým faktorem, který značně ovlivní požadované rozložení absorbované energie je krevní zásobení nádoru. Jakmile známe požadované rozložení teploty resp. absorbované energie, pak musíme vybrat aplikátor, který požadované rozložení aproximuje nejlepším způsobem. Přitom se uplatní několik dalších kritérií, jako např. typ aplikace (lokální, regionální, intrakavitární), velikost a váha aplikátoru, kombinování více aplikátorů, povolená úroveň výkonu vyzářeného do okolí.

Nejdůležitější je ovšem znalost tzv. blízkého pole aplikátoru, protože léčená oblast se nachází právě v této zóně. V počátečním období hypertermie bylo zvykem modelovat vyzařování aplikátorů pomocí

rovinných vln. Rovinné vlny však zpravidla reprezentují vzdálené pole. Nyní se již modeluje skutečné pole přesněji. Velmi důležitým parametrem je vazba mezi aplikátorem a pacientem.

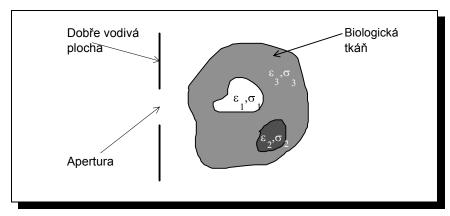
Vodní bolus je často vložen mezi aperturu aplikátoru a léčenou oblast. Jeho smyslem je oddělit pacienta od někdy velmi vysokých hodnot veličin elektromagnetického pole v blízké zóně - tj. předejít vzniku tzv. horkých míst. Dále též vodní bolus zlepšuje přechod vyzařované elektromagnetické vlny do biologické tkáně - "homogenizuje" oblast mezi aperturou aplikátoru a tkání. Tím se také zvětší i hloubka vniku vlny do tkáně. Též se zvětší vazba mezi pacientem a aplikátorem a klesá hodnota výkonu rozptýleného do okolního prostředí.

Doposud bylo celosvětově realizováno a testováno velké množství termoterapeutických vysokofrekvenčních resp. mikrovlnných aplikátorů se snahou zlepšit jejich vlastnosti, zejména však efektivní hloubku ohřevu. Takže jediným omezujícím faktorem efektivní hloubky ohřevu jsou značně vysoké dielektrické ztráty v biologické tkáni a pokles absorbované energie u jiných elektromagnetických vln než je vlna rovinná - tedy např. u vln válcových, kulových a vln obecného typu.

#### Vlnovodné aplikátory

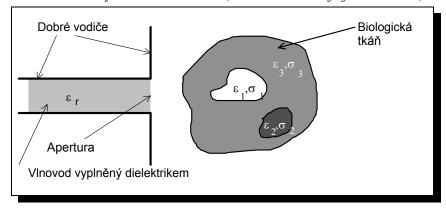
Jak jsme již diskutovali v kapitole 4, vlnovodné aplikátory jsou vlnovody z jedné strany otevřené. Touto aperturou se pak vyzařuje elektromagnetická vlna formou zpravidla dominantního vidu  $TE_{10}$  pro případ obdélníkového aplikátoru, resp.  $TE_{11}$  pro případ kruhového aplikátoru (nejde o rovinnou vlnu, i když ve značné části apertury je elektromagnetické pole velmi blízké rovinné vlně. Průběh  $E_y$ , jediné složky vektoru intenzity elektrického pole, je sinusový.

Dříve se vlnovodné aplikátory modelovaly výše uvedeným způsobem, zpravidla bez uvažování vzájemné vazby aplikátoru a biologické tkáně, viz obr. 5.11.



Obr. 5.11. Zjednodušený dvourozměrný model vlnovodného aplikátoru.

Model celé uvažované soustavy lze dále zdokonalit, takže i vlnovod je jeho součástí, viz. obr. 5.12.



Obr. 5.12. Zdokonalený 2D model vlnovodného aplikátoru navázaného na biologickou tkáň.

Neomezená vodivá plocha navázaná na aperturu aplikátoru zjednodušuje řešení elektromagnetického pole v biologické tkáni, jehož modelování bývá založeno na metodě integrálních rovnic a rozvoji do řady modů při využití Greenovy dyadické funkce pro homogenní resp. vrstvené dielektrikum.

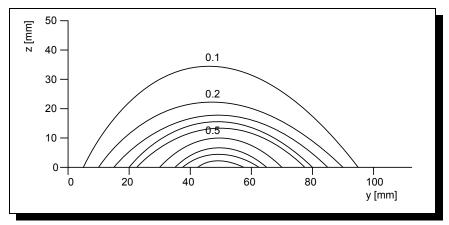
Elektromagnetické pole ve vlnovodu samém je vyjádřeno rozvojem do řady vidů. Koeficienty u jednotlivých členů této řady je možno určit na základě podmínky, že tečná složka intenzity elektrického pole je spojitá.

Aplikátor vyzařující do homogenního prostředí může být také analyzován na základě představy, že ztrátová biologická tkáň je "vložena" do vlnovodu velkých příčných rozměrů. Pole obou vlnovodů jsou pak vyjádřena řadou jejich vidů a podmínka spojitosti tečné složky intenzity elektrického pole je opět vztažena k apertuře aplikátoru.

Další možností je využití metody konečných diferencí v časové oblasti. Z hlediska fyzikální názornosti a pochopitelnosti výpočtů a úvah je pak výhodná metoda Gaussova svazku pro případ aplikátoru vyzařujícího do homogenního prostředí

$$|\mathbf{E}(x,y,z)| = \frac{e^{-j\frac{kx^2}{2(z-a)}}e^{-j\frac{ky^2}{2(z-b)}}}{\sqrt{(z-a)(z-b)}}e^{-jkz}$$
(6.55)

kde *a* a *b* jsou komplexní čísla, která musíme určit pro každý aplikátor, který chceme modelovat. Příklad takového modelování je na obr. 5.13.



Obr. 5.13. Modelový výpočet rozložení SAR ve fantomu svalové tkáně

#### Kompaktní aplikátory: mikropáskové, štěrbinové, páskové

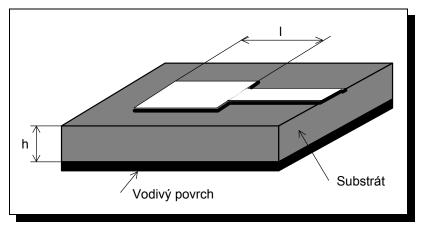
Páskové, mikropáskové a štěrbinové aplikátory jsou využívány pro nižší frekvenční pásma, princip jejich činnosti je založen na proudu tekoucím po dokonalém vodiči. Tyto aplikátory jsou kompaktní, lehké a relativně jednoduché pro navrhování. Zpravidla využívají nejnižšího přenosového vidu pro svoji činnost - tj. vidu TEM nabo kvazi-TEM (tento vid má nulovou mezní frekvenci). Poměrně vysoká hodnota relativní permitivity prostředí biologické tkáně vede na poměrně malé rozměry těchto aplikátorů. Názorným příkladem provedení těchto aplikátorů je mikropáskový rezonátor znázorněný na obr. 5.14.

Konfigurace mikropáskového rezonátoru aplikátor můžeme určit z velmi jednoduchého vztahu

$$l = \frac{\lambda_o}{2\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \tag{5.56}$$

kde  $\lambda_o$  je vlnová délka ve vakuu a  $\epsilon_{eff}$  je efektivní permitivita prostředí složeného z biologické tkáně a ze substrátu mikropáskového vedení.

Numerické modelování těchto kompaktních aplikátorů může být realizováno např. tak, že úsek páskového vodiče nahradíme magnetickými dipóly. Jiná možnost je určit rozložení proudu na páskovém vodiči a pak vypočítat intenzitu elektrického pole použitím vektorového potenciálu.



Obr. 5.14. Příklad mikropáskového aplikátoru.

Často je používána metoda využívající Greenovy dyadické funkce G<sub>e</sub> pro pole generované hustotou povrchového proudu nad vrstvenou ztrátovou strukturou biologické tkáně. Intenzita elektrického pole a tím i rozložení absorbované energie pak může být určeno z rovnice

$$E(r) = \int G_e(r, r') . J_s(r') . dS'$$
(5.57)

Vodivý pásek je pak možné rozdělit na N segmentů s neznámou hodnotou povrchové hustoty proudu, které určíme s pomocí podmínky nulové tečné složky intenzity elektrického pole na dokonale vodivém povrchu tohoto pásku.

### 5.10. Ověření elektromagnetického modelu

Jak jsme ukázali, možností modelovat elektromagnetické pole vybuzené v biologické tkáni je více. Avšak zejména při numerickém modelování je nutné ověřit výsledky výpočtů dalšími způsoby. Proto se doporučuje srovnat vypočtené výsledky alespoň s jednou z následujících možností:

- se známým analytickým řešením,
- s výsledky jiné numerické metody,
- s výsledky měření.

#### Srovnání EM - modelu s analytickým řešením

Protože Maxwellovy rovnice jsou základem všech elektromagnetických modelů pro numerické metody, jejich srovnání se známým analytickým řešením je velmi důležité. Toto srovnání může odhalit základní problémy používaného modelu, často odhalit i jednoduché základní chyby v samotném numerickém výpočtu nebo počítačovém programu.

Je však třeba připomenout, že počet případů, které jsme schopni popsat analytickými výrazy, je velmi omezený (pouze např. planární homogenní fantomy, planární fantomy sestavené z několika vrstev, homogenní válec, válec z vrstveného dielektrika, homogenní koule, koule z vrstveného dielektrika, atp). Jak vidíme, v uvedeném seznamu jsou jen velmi jednoduché geometrické struktury.

#### Srovnání různých EM - modelů

Pokud jsou k dispozici i výpočty na bázi jiných modelů pro stejný modelovaný případ (tj. stejný zdroj, stejná třírozměrná geometrie atd.), pak je vhodné porovnat jejich výsledky. S ohledem na různé podmínky výpočtu pak je třeba hodnoty lišící se o méně než 5 až 10 % považovat za velmi dobrý souhlas obou výpočtů. Pro takové srovnání EM - modelů je vhodné použít i různých modelů různých institucí.

#### Srovnání EM - modelu s měřením

Srovnání výsledků matematického modelování a měření na fantomu je v podstatě nejdůležitějším ověřením správnosti výpočtů. Při dosažení dobrého souhlasu lze očekávat použitelnost modelu i na reálnou klinickou situaci.

# 6. DIAGNOSTICKÉ METODY

Mikrovlnné diagnostické metody pro medicínu jsou zatím spíše "jen" ve stádiu základního výzkumu, do budoucnosti lze ale očekávat jejich perspektivní využívání. V současné době se však již ve velkém měřítku využívá magnetická rezonance (MR).

V této kapitole zmíníme alespoň základní přehled těch metod, které jsou již v současné době předmětem experimentálního ověřování. Jejich běžné využívání je výhledově podmíněno budoucí dostupností výkonějších počítačů.

Na závěr této kapitoly zmíníme ještě jednu zajímavou kategorii aplikaci mikrovlnné techniky, která nachází využití v lékařské diagnostice a i v léčebných metodách, aniž by mikrovlnná technologie byla přímou součástí léčebného působení. Jde např. o lineární i jiné typy urychlovačů částic, ve kterých je vysokofrekvenční pole využíváno právě pro urychlení těchto částic - a ty jsou pak využívány pro vlastní léčbu. Dalším představitelem těchto aplikací jsou různé typy mikrovlnných senzorů.

# 6.1. Přehled perspektivních mikrovlnných diagnostických metod

Za již rozpracované resp. již v praxi využívané metody mikrovlnné diagnostiky můžeme považovat následující:

- magnetická rezonance,
- teraherzové vlny,
- mikrovlnná radiometrie (viz kapitola 12),
- měření komplexní permitivity,
- mikrovlnná tomografie,
- mikrovlnný diagnostický radar.

# 6.2. Magnetická rezonance

Jde o metodiku využívanou v širokém celosvětovém měřítku. Podle možností budou studentům předmětu LAM doporučovány přednášky resp. publikace specializovaných expertů, např. již zmíněné přednášky prof. Ivana Zuny z DKFZ v Heidelbergu.

# 6.3. Terahertzové vlny

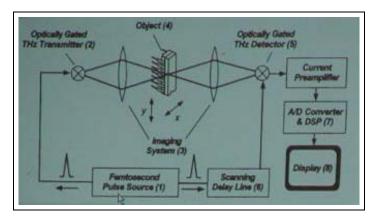
Jako terahertzové vlny označujeme obecně pásmo mezi pásmem mikrovlnným a infračerveným, přibližně v rozsahu 0,1 až 10 THz. Jde o pásmo, které je systematičtěji prozkoumáváno až v posledních letech - dříve nebyly dostupné generátory a jiné technologie (zpravidlo se hovořilo o tzv. "THz gap"). Technologické systémy pracující na frekvencích pod 0,1 THz zpravidla označujeme jako elektronické, nad 10 THz pak jako fotonické.

Projekty orientované na zkoumání možností terahertzových vln naznačují, že lze očekávat významné výsledky v oblasti vědy o materiálech, telekomunikacích a biomedicíně.

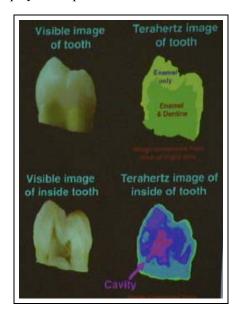
Aplikace do oblasti biomedicíny jsou založeny na specifických spektroskopických charakteristikách molekul biologických látek, které mohou být využity pro určení vazeb a funkcí a hlavně mohou být využity pro zobrazování s vysokým kontrastem.

Zatím je jen velmi málo známo o účincích terahertzových vln v biologických systémech. I když zatím v důsledku současného stavu technologií není problém s expozicí veřejnosti těmito vlnami, již nyní se musíme zabývat otázkou expozičních rizik.

Obrázek (6.1) znázorňuje princip systému pro zobrazování na terahertzových vlnách, následující obrázek (6.2) pak ukazuje příklad dosažených výsledků v diagnostice zubu.



Obr. 6.1. Princip systému pro zobrazování na terahertzových vlnách.

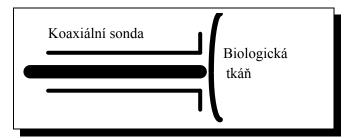


Obr. 6.2. Příklad dosažených výsledků v diagnostice zubu.

# 6.4. Měření komplexní permitivity

Měření komplexní permitivity biologických tkání "in vivo" je do budoucna velmi perspektivní metodika jak pro lékařskou diagnostiku, tak i pro přípravu léčby elektromagnetickým polem (znalost komplexní permitivity v léčené oblasti je např. potřebná pro návrh a impedanční přizpůsobení aplikátorů pro mikrovlnnou termoterapii).

Zpravidla se pro měření komplexní permitivity biologických tkání "in vivo" používá otevřený konec koaxiálního vedení, který je přiložen k měřené oblasti.



Obr. 6.3. Koaxiální sonda pro měření komplexní permitivity biologické tkáně.

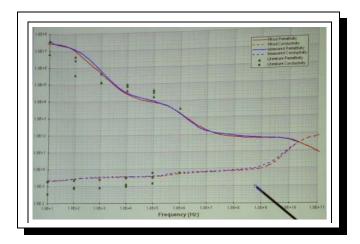
Charakteristická impedance je označena jako  $Z_0$ .  $C_0$  a  $C_f$  jsou rozptylové kapacity v náhradním modelu použité sondy, které lze určit pomocí kalibračních metod. Činitel odrazu  $\rho$  označme

$$\varrho = |\varrho| e^{j\varphi}$$

Pak pro komplexní permitivitu (reálnou i imaginární část) pak lze odvodit následující výrazy

$$\varepsilon' = \frac{-2|\varrho| \sin \varphi}{\omega C_o Z_o (1+2|\varrho| \cos + |\varrho|^2)} - \frac{C_f}{C_o}$$

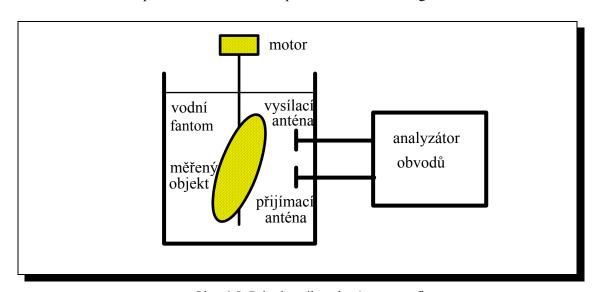
$$\varepsilon'' = \frac{1-|\varrho|^2}{\omega C_o Z_o (1+2|\varrho| \cos + |\varrho|^2)}$$
(6.1)



Obr. 6.4. Příklad měření komplexní permitivity biologické tkáně.

# Mikrovlnná tomografie

V technické a lékařské praxi se již delší dobu využívá v diagnostice tzv. tomografie na bázi ionizujícího záření resp. na bázi ultrazvuku. Další z možností, která se ještě v praxi nevyužívá, ale některé laboratoře na jejím rozvoji pracují, je mikrovlnná tomografie. Na následujícím obrázku je znázorněna sestava experimentálního zařízení pro mikrovlnnou tomografii.



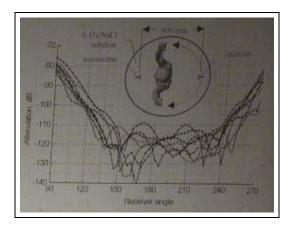
Obr. 6.5. Princip mikrovlnné tomografie.

Princip metody spočívá v měření pole rozptýleného kolem měřeného objektu přijímací anténou za současného ozařování objektu anténou vysílací. Pro měření lze využít běžný analyzátor obvodů. Naměřená data se pak rekonstruují pomocí Fourierovy transformace.



Obr. 6.6. Využití mikrovlnné tomografie v lékařské diagnostice.

Na obr. 6.6 je zobrazena souprava pro využití mikrovlnné tomografie v lékařské diagnostice, na dalším obrázku (6.7) pak průběh naměřených hodnot, obr. 6.8 pak představuje rekonstruovaný obraz srdce.

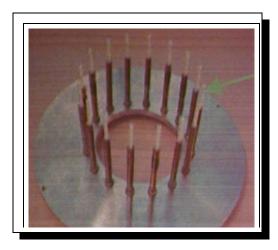


Obr. 6.7. Využití mikrovlnné tomografie v lékařské diagnostice - průběh naměřených hodnot.



Obr. 6.8. Využití mikrovlnné tomografie v lékařské diagnostice - výsledný rekonstruovaný obraz.

Na následujícím obrázku je znázorněno jiné uspořádání anténního systému pro mikrovlnnou tomografii. Místo dvojice antén (jedné ve stálé poloze a druhé otočné) je zde pole zářičů, které jsou umístěny kolem diagnostikovaného objektu. Jeden z nich je připojen k výstupu mikrovlnného analyzátoru obvodů, ostatní pak postupně na vstup tohoto analyzátoru a současně jsou odečítány hodnoty signálu. Výstup analyzátoru je postupně připojen ke všem zářičům.



Obr. 6.9. Příklad anténního systému pro mikrovlnnou tomografii v lékařské diagnostice.

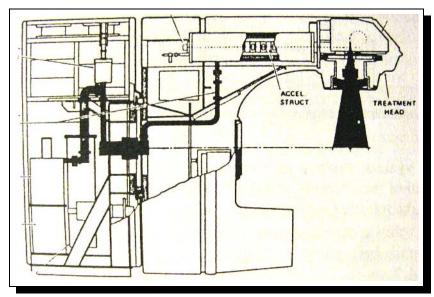
Dalším perspektivním prvkem pro lékařskou diagnostiku je specielní mikrovlnný radar. Princip jeho činnosti je analogický principům činnosti ultrazvukových diagnostických systémů.

# Další mikrovlnné prvky v lékařských přístrojích

Do této oblasti můžeme zařadit jednak urychlovače částic a dále též perspektivní typy specielních mikrovlnných senzorů.

# Urychlovače částic

Vysokofrekvenční resp. mikrovlnné obvody jsou obsaženy v různých typech urychlovačů částic, a to jak lineárních, tak i kruhových (tj. např. synchrotron, cyklotron, betatron) urychlovačích. Tyto jsou využívány např. pro tzv. radioterapii, výzkum vlastností materiálů, defektoskopii, implantace iontů, atd.



Obr. 6.10. Lineární urychlovač pro léčbu nádorových onemocnění.

Abychom dosáhli potřebné energie paprsků X pro účinnou léčbu, tak bychom potřebovali urychlovací napětí na úrovni 10<sup>7</sup> V. To by však byl technicky komplikovaný problém. Schůdnější je použít např. tzv. lineární urychlovač.

Princip urychlovače částic je znázorněn na předchozím obrázku. Jde o interakci mezi elektrony a EM polem generovaným mikrovlnným generátorem, podobnou jako u permaktronů. Elektrony jsou EM polem urychleny a po dopadu na kovový terčík jsou generovány paprsky X (dopadající elektrony

vychýlí elektrony v elektronovém obalu atomů a atomy emitují paprsky X: čím větší je rychlost elektronů, tím větší je energie X paprsků). Mikrovlnná energie je generována výkonovým klystronem. Na urychlující šroubovicovou strukturu (viz horní část otočné sekce) je přivedena vlnovodem. Magnetem jsou elektrony nasměrovány na kovový terčík v tzv. léčebné hlavě.

#### Mikrovlnné senzory pro lékařské účely

Mikrovlnné senzory pro různé účely jsou jednou z možností dalšího využívání mikrovlnné techniky v medicíně. Současné diskuse perspektivních možností jsou orientovány především na následující typy snímačů:

- senzory pro bezkontaktní a neinvazivní měření teploty (na bázi radiometrie),
- bezkontaktní senzory základních životních funkcí (tepu a dýchání lze odvodit od pohybu hrudníku resp. oblasti, kde je při povrchu těla větší céva - senzor může být vytvořen např. na bázi mikropáskového rezonátoru, pohyb tkáně v jeho blízkosti bude přelaďovat jeho rezonanční frekvenci),
- senzory naladění a impedančního přizpůsobení mikrovlnných aplikátorů.

# Literatura

#### Základní literatura o mikrovlnné technice:

- [1] Vrba, J.: "Úvod do mikrovlnné techniky", Skripta ČVUT, Praha 1999
- [2] Vrba, J.: "Aplikace mikrovlnné techniky", Skripta ČVUT, Praha 2001
- [3] Tysl, V., Růžička, V.: "Teoretické základy mikrovlnné techniky". SNTL, Praha, 1989
- [4] Vrba, J.: "Měření na centimetrových vlnách I". SNTL, Praha, 1958
- [5] Vrba, J., Kolář, J.: "Mikrovlnná technika ve spojových zařízeních". NADAS, Praha 1987
- [6] Vrba, J.: "Měření na centimetrových vlnách". NADAS, Praha, 1978
- [7] Pozar, M.D.: "Microwave Engineering". Addison-Wesley Publishing Company, Massachusets 1993
- [8] Rizzi, P.A.: "Microwave Engineering Passive Circuits". Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 1988
- [9] Scott, A.W.: "Understanding Microwaves". John Willey & Sons, Inc., New York, 1993
- [10] Craven G.F., Skedd, R.F.: "Evanescent Mode Microwave Components", Artech House, Boston and London, 1988
- [11] Vrba, J. et al.: "Rezonátory v mikrovlnných integrovaných obvodech". ACADEMIA, Praha, 1988
- [12] Vokurka, J.: "Teorie elektromagnetického pole II". Skripta ČVUT, Praha 1990
- [13] Novotný, K.: "Teorie elektromagnetického pole II". Skripta ČVUT, Praha 1997

#### Základní literatura o mikrovlnné termoterapii

- [14] Vrba, J., Lapeš, M.: "Mikrovlnné aplikátory pro lékařské účely". Skripta ČVUT, 1995
- [15] International Journal of Hyperthermia Oncology, ročníky 1991 2002, Editor ESHO (European Society for Hyperthermia Oncology)
- [16] Overgaard, J.: "Hypertermic Oncology". Taylor -Francis, 1984
- [17] Hand, J.: "Physical techniques in Clinical Hypertermie". John Wiley and sons Inc., NY 1986
- [18] Gautherie, M.: "Biological Basis of Oncologic Thermotherapy". Springer-Verlag, Berlin, 1990
- [19] Franconi, C.: "Treatment Planning and Modelling in Hyperthermia". Tor Vergata Physics Monograph Series, University of Rome, 1992
- [20] Nilsson, P.: "Physics and Technique of Microwave Induced Hyperthermia in the Treatment of Malignant Tumours". Lund University, 1984
- [21] Schneider, Ch.: "The Measurement of Power Deposition in Hyperthermia". Academisch Proefschrift, Netherlands, 1994
- [22] Turner, P.: "Regional Hypertermia with an Annular Phased Array". IEEE Trans. BME -31, 1984 , s. 47 -52
- [23] Tiberio, C., A.: "A New Toroidal Magnetic Applicator". Physics and Technology of Hypertermia", Urbino, Italy, 1986
- [24] Bach Andersen, J.: "Focussing in Lossy Media". Physics and Technology of Hypertermia, Urbino, Italy, 1986
- [25] Vrba, J., Franconi, C., Vanucci, I.: "Evanescent Mode Applicators for Subcutaneous hyperthermia". IEEE Trans. on BME, Vol. 40, No.5, May 1993, s. 397 407
- [26] Franconi, C., Vrba, J., Vanucci,I.: "27 MHz Hybrid Evanescent Mode Applicator with Flexible Heating Field for Deep Hyperthermia".Int.J.of Hyperthermia, Vol.9, No.5, May1993, s.655-673
- [27] Vrba, J., Franconi, C., Lapeš, M.: "Theoretical Limits of the Penetration Depth of the Intracavitary Applicators". International Journal of Hyperthermia, 1996, Vol. 12., No. 6., pp. 737 742
- [28] Vrba, J., Lapeš, M., Oppl, L.: "Technical Aspects of Microwave Thermotherapy". Bioelectrochemistry and Bioenergetics, 48 (1999), Elsevier, pp. 305 309
- [29] Vrba, J., Vrba, J., Pokorný, J., Bouček, J., Lapeš, M:. "Technical Aspects of Czechoslovak Hyperthermia Cancer Treatment Systems". URSI Int. Symp. on Electromag. Theory, Budapest, Hungary, August 1986, s. 195 197.

- [30] Vrba, J. a kol.: "Cutoff Waveguide Applicator for Hyperthermia Cancer Treatment". 21st European Microwave Conf. Stuttgart, Germany, 1991, s. 1421 1426
- [31] Vrba, J., Lapeš, M. a kol.: "Intracavitary Applicators Preliminary Results". 6th Int. Confer. on Hyperthermia Oncology, Tuscon, Arizona, USA, April 1992, s. 274
- [32] Vrba, J. a kol.: "Waveguide hyperthermia applicators". 6th Int. Conf. on Hyperthermia Oncology, Tuscon, Arizona, USA, April 1992, s. 329
- [33] Franconi, C., Vrba, J., Vanucci, I.: "27 MHz Evanescent Mode Waveguide Hybrid Applicator (HEMA) II-the Applicator Body Coupling". 6th Int. Conf.on Hyperthermia Oncology, Tuscon, Arizona, USA, April 1992, s. 326
- [34] Vrba, J., Franconi, C., Lapeš, M.: "Treatment Depth of Hyperthermia Intracavitary Applicators". MICROWAVES AND OPTRONICS 93, Sindelfingen, Germany, May 1993, s. 334 338
- [35] Vrba, J. a kol.: "Waveguide Evanescent mode Hyperthermia Applicators". MICROWAVES IN MEDICINE 1993, Rome, Italy, October 1993, s. 83 86
- [36] Bíža, S., Vrba, J., Lapeš, M.: "3D SAR Measurements of Hyperthermia Applicators in Water Phantom". 24. Wissenschaft. Tagung der Deutschen Gesselschaft für Medizinische Physik, Oktober 1993, Erlangen, Germany, s. 90 91
- [37] Vrba, J., Lapeš, M., Bíža, S.: "Technical and Clinical Hyperthermia Activity in Prague". 24. Wissenschaftiche Tagung der Deutschen Gesselschaft für Medizinische Physik, Oktober 1993, Erlangen, Germany, s. 92 91.
- [38] Vrba, J., Lapeš, M., Voleš, O., Oppl, L.: "Evaluation of Intracavitary Microwave Applicators for Hyperthermia Cancer Treatment". MIOP 95, June 1995, Sidelfingen, Germany, pp. 153-156
- [39] Vrba, J. et al.: "Intracavitary Hyperthermia Applicators for Cancer Treatment". ESHO 95 (Europ. Soc. for Hyperthermic Oncology 1995), Oxford, UK, September 1995, p. 32
- [40] Vrba, J., Franconi, C., Lapeš, M.: "Waveguide Applicators Properties Near to the Cut-Off Frequuency". ESHO 96, Řím, Itálie, 1996.
- [41] Vrba, J. et al.: "Development and Evaluation of New Microwave Hyperthermia Applicators". EuMC 96 (European Microwave Conference 1996), Prague, Czech Rep., Sept. 1996.
- [42] Vrba, J. et al.: "Technical and Clinical Aspects of Microwave Thermotherapy in the Czech Republic". Medical Applications of Microwave and RF. Fields., London, April 1997
- [43] Vrba, J. et al.: "Hyperthermia Waveguide Type Applicators: Frequency Dependance of SAR". Medical Applications of Microwave and RF. Fields., London, April 1997
- [44] Vrba, J. et al.: "Behaviour of Waveguide Applicators Near to the Cut-Off Frequency." MIOP 97, April 1997, Sidelfingen, Germany,
- [45] Vrba, J. Lapeš, M, Franconi, C.: "Hyperthermia Waveguide Applicators "SAR" Distribution as a Function of Frequency", Hyperthermia in Clinical Oncology, Venezia, May 1998,
- [46] Vrba,J., Lapeš,M., Franconi,C.: "Effective Heating Depth of Intracavitary Hyperthermia Applicators". ESHO 98, Nancy, Sept. 1998
- [47] Vrba, J., Lapeš, M., Oppl, L.: "Technical and Clinical Aspects of Microwave Thermotherapy". EMBEC 99 (European Medical and Biological Engineering Conference), Vídeň, Nov. 1999.
- [48] Vrba,J. Lapeš, M., Domeš,J., Oppl,L., Saliba,G.: "Microwave Applicators for BPH Treatment". IPEM Meeting, London, Sept. 1999, pp. 38
- [49] Vrba, J et a..: "NMR Compatibility of Microwave Hyperthermia Applicators". IPEM Meeting, London, Sept. 1999, pp. 48
- [50] Vrba, J., Bouček, J., Andrýsek, O.: "Mikrovlnná souprava pro lokální hypertermii". Lékař a technika, roč. 13, č. 5, 1983, s. 84 -85
- [51] Vrba, J., Bouček, J.: "Ozařovače pro mikrovlnnou lokální hypertermii". Slaboproudý obzor, 1984, roč. 45, č.1, s.1 6
- [52] Vrba, J., Jiřička, K., Bouček, J.: "Měření teplotních profilů v biologické tkáni radiometrem". Slaboproudý obzor, 1984, roč. 45, č. 3, 1984, s. 116 122
- [53] Andrýsek, O., Vrba, J. Lapeš, M., Bouček, Jl.: "Prvé zkušenosti při technické realizaci protinádorové hypertermie". Aktuality z klinickej onkologie, č. 6, 1984, s. 51 58
- [54] Vrba, J., Bouček, J.: "Perspektivy a možnosti mikrovlnné termografie". Lékař a technika, roč. 16, č. 3, 1985, s. 52 55

- [55] Vrba, J. a kol.: "Waveguide Applicators for Cancer Detection and Treatment". TESLA Elektronics, February 1984, s. 44-50
- [56] Vrba, J., Bouček, J.: "Ozařovače pro mikrovlnnou lokální hypertermii". Slaboproudý obzor, 1984, roč. 45, č.1, s.1 6
- [57] Vrba, J., Jiřička, K., Bouček, J.: "Měření teplotních profilů v biologické tkáni radiometrem". Slaboproudý obzor, 1984, roč. 45, č. 3, 1984, s. 116 122
- [58] Andrýsek, O., Vrba, J. Lapeš, M., Bouček, Jl.: "Prvé zkušenosti při technické realizaci protinádorové hypertermie". Aktuality z klinickej onkologie, č. 6, 1984, s. 51 58
- [59] Vrba, J., Bouček, J.: "Perspektivy a možnosti mikrovlnné termografie". Lékař a technika, roč. 16, č. 3, 1985, s. 52 55
- [60] Pokorný, J., Vrba, J., Svoboda, J.: "Rozložení teploty při elektromagnetické hypertermii". Slaboproudý obzor, roč. 47, č. 11, 12, 1986, s. 543 547
- [61] Vrba, J. a kol.: "Modelové řešení regionálního ohřevu biologické tkáně". Elektromag. pole a biol.syst., Seminář ČSVTS, Praha 1986, s. 122 123
- [62] Vrba, J., Lapeš, M., Bouček, J.: "Laboratoř pro klinickou hypertermii v Radioterapeutickém ústavu v Praze". Elektromag. pole a biolog. syst., Seminář ČSVTS, Praha 1986, s. 31 33
- [63] Bouček, J., Vrba, J.a kol.: "Termočlánková termometrie při hypertermii". Elektromag. pole a biol. systémy, Seminář ČSVTS, Praha, 1986, s. 24 26
- [64] Vrba, J.: "Description of Regional Hypertermia by Wave Equation". Biophys. Aspects of Cancer, Prague, July 1987
- [65] Vrba, J., Franconi, C. a kol.: "Aplikátory pro regionální hypertermii". MITEKO 87, Tatry, prosinec 1987, s.100-102
- [66] Vrba, J.a kol.: "Základní mechanizmy vzniku horkých míst při hypertermii". MITEKO 87, Tatry, prosinec 1987, s. 92 94
- [67] Lapeš, M., Zámečník, J., Vrba, J.: "Tříleté zkušenosti s využitím elektromagnetické hypertermie v RÚ ÚNZ NVP." Konference o využití hypertermie a laseru v medicíně, Benešov 1988, s. 177 179
- [68] Vrba, J., Lapeš, M. a kol.: "Vlnovodové aplikátory pro mikrovlnnou hypertermii". Elektromag. pole a biologické systémy, Seminář ČSVTS, Praha 1988, s. 117-128
- [69] Vrba, J., Lapeš, M. a kol.: "Problematika hypertermických regionálních aplikátorů". Elektromag. pole a biologické systémy, Seminář ČSVTS, Praha 1988, s. 112-116
- [70] Vrba, J., Franconi, C., Lapeš, M.a kol.:"Aplikátory pro hloubkovou lokální hypertermii". Elektromag, pole a biologické systémy, Seminář ČSVTS, Praha, září 1990, s. 65-70
- [71] Vrba, J., Franconi, C., Lapeš, M.: "Evanescentní aplikátor pro hloubkovou lokální hypertermii". MITEKO 90, Pardubice, duben 1990, s. 144 146
- [72] Vrba,J., Saliba,G. Oppl,L., Chovanec,R, Zuna,I., Peschke,P.: "Hyperthermia Applicator Compatible with NMR." EuMC 2001 (European Microwave Conference), London, UK, Sept. 2001, pp. 297 300.
- [73] Vrba, J., Zuna, I., Poušek, L., Lapeš, M., Saliba, G., Oppl, L., Novák, P.: "MICROWAVE HYPERTHERMIA APPLICATOR COMPATIBLE WITH NON-INVASIVE THERMOMETRY SYSTEM". ESHO 2001 (European Society for Hyperthermia Oncology), Verona, Italy, May/June, 2001, p. 81.
- [74] Vrba, J, Franconi, C., Lapeš, M.: "BEHAVIOUR OF HYPERTHERMIA WAVEGUIDE APPLICATORS NEAR TO THE CUT-OFF FREQUENCY". ESHO 2001 (European Society for Hyperthermia Oncology), Verona, Italy, May/June, 2001, p. 42.
- [75] Schreib, P., Novák, P., Zuna, I., Vrba, J. Poušek, L.: "Experimental Equipment for Hyperthermia Control and Ultrasound Temperature Monitoring". ESHO 2001 (European Society for Hyperthermia Oncology), Verona, Italy, May/June, 2001, p. 104.
- [76] Vrba J., et al: "Hyperthermia Applicator Compatible with Non-Invasive Thermometry System". CNVD 2001, Maastricht, Netherlands, August 2001,
- [77] Vrba,J., Blažek,V., Lapeš,M., Zuna,I.: "Microwave Thermotherapy: Technical and Clinical Trends for the Near Future". CNVD 2001, Maastricht, Netherlands, August 2001,

- [78] Vrba, J. Lapes, M. Oppl, L. Kvech, J. Petruzelka, L.: Microwave Thermotherapy in Czech Republic - Technical and Clinical Aspects. In: PIERS 2002 - Progress In Electromagnetics Research Symposium - Proceedings. Cambridge: Electromagnetics Academy, 2002, p. 782. ISBN 0-9679674-2-2.
- [79] Vrba, J. Zuna, I. Peschke, P. Pousek, L. Lapes, M. Saliba, G. Oppl, L. Novak, P.: Hyperthermia Applicator Compatible with Non-Invasive Thermometry System. In: PIERS 2002 Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings. Cambridge: Electromagnetics Academy, 2002, p. 781. ISBN 0-9679674-2-2.
- [80] Vrba, J., M. Lapeš, L.Oppl, J. Kvěch, L. Petruželka.: "Microwave Thermotherapy in Czech Republic", URSI GA 2002, Maastricht, CD manuscript number 2206
- [81] Vrba, J., G.Saliba, L.Oppl, R.Chovanec, I.Zuna, P. Peschke, L.Poušek, P.Novák.: "Hyperthermia Applicator Compatible with "MR", URSI GA 2002, Maastricht, CD manuscript number 2207
- [82] Vrba, J., G.Saliba, L.Oppl, R.Chovanec, I.Zuna, P. Peschke: "Hyperthermia Applicator Compatible with "MR"". EMBEC, Vienna, Dec. 2002
- [83] Vrba, J., M. Lapeš, P. Peschke, I. Zuna, L.Oppl, J. Kvěch, J. Kubeš.: "Microwave Thermotherapy: Near Future Trends". EMBEC, Vienna, Dec. 2002,
- [84] Vrba, J., Herza J., Oppl L., Kvich J., Lapeš, M.: "LED" Probes for Evaluation of Microwave Applicators". ESHO, Bergen, May 2002, sborník na CD
- [85] Vrba J, Cvek J, Oppl L.: "Microwave Waveguide Applicators". ESHO, Bergen, May 2002, sborník na CD

#### Vybrané dizertační a diplomové práce FEL

- [86] Voleš, O.: Aplikátory pro lokální termoterapii. Disertační práce ČVUT-FEL, 2001
- [87] Novák, P.: Neinvazivní měření teploty při hypertermii. Disertační práce ČVUT-FEL, 2001
- [88] Oppl, L.: Měření komplexní permitivity biologické tkáně. Disertační práce ČVUT-FEL, 2002
- [89] Saliba, G.: Aplikátory kompatibilní s NMR. Disertační práce ČVUT-FEL, 2002
- [90] Novotný, Z.: "Koaxiální hypertermické aplikátory". Diplomová práce ČVUT-FEL, 1984
- [91] Tykal, P.: "Planární hypertermické aplikátory". Diplomová práce ČVUT-FEL, 1984
- [92] Škvor, Z.: "Ohřev biologické tkáně vysokofrekvenční energií". Diplom. práce ČVUT-FEL, 1985
- [93] Kobranov, A.: "Vf. díl hypertermické soupravy". Diplomová práce ČVUT-FEL, 1986
- [94] Sedláček, R.: "Optimalizace aplikátoru pro mikrovlnou hypertermii". Dipl. práce FEL, 1987
- [95] Červený, J.: "Modelové výpočty pro mikrovlnnou hypertermii". Dipl. práce ČVUT-FEL, 1987
- [96] Dvořák, D.: "Měření vlastností materiálů v mikrovlnném pásmu". Dipl. práce ČVUT-FEL, 1988
- [97] Bíža, S.: "Aplikátor pro regionální hypertermii". Diplomová práce ČVUT-FEL, 1992
- [98] Voleš, O.: "Intrakavitární aplikátor". Diplomová práce ČVUT-FEL, 1994
- [99] Hlaváč, R.: Aplikátory pro intrakavitární termoterapii. Diplomová práce ČVUT-FEL, 1996
- [100] Rovenský, P.: Modelové výpočty při mikrovlnné termoterapii. Diplom.pr. ČVUT-FEL, 1998
- [101] Herza, J.: Metody testování mikrovlnných aplikátorů. Diplomová práce ČVUT-FEL, 2002
- [102] Cvek, J.: Metody návrhu mikrovlnných aplikátorů. Diplomová práce ČVUT-FEL, 2002
- [103] Smítka, J.: Testování hypertermických aplikátorů. Diplomová práce ČVUT-FEL, 1996
- [104] Chovanec, R.: Modelové výpočty pro mikrovlnnou termoterapii. Dipl. pr. FEL, 2001