

Лекция 2:

“Измерване на микровълнова мощност”

Основни въпроси:

- ▲ Защо измерването на мощност е особено важно за устройства и сигнали в микровълновия обхват?
- ▲ Средна, импулсна и пикова мощност на микровълнови сигнали - определения.
- ▲ Единици за измерване на абсолютна и относителна мощност.
- ▲ Принципи на работа и сравнение между основните типове сензори за микровълнова мощност: калориметрични, болометрични, термисторни, термоелектрични, диодни и пр.
- ▲ Принципно схеми на микровълновите ватметри
- ▲ Основни източници на грешка при измерване на мощност
- ▲ Методи за измерване на микровълнова мощност: малка, средна, голяма и импулсна.
- ▲ Пример: измерване на ниво в GSM базови станции

2.1 Микровълнова мощност. Средна, импулсна и пикова мощност. Единици за измерване



Мощността на микровълновия сигнал е важна характеристика при системния анализ

В нискочестотния обхват на електромагнитния спектър електронните схеми могат да се характеризират напълно с *токовете* I в отделните клонове и *напреженията* V между възловите точки. *Мощността* обикновено е вторична величина; може да се мери директно с ватметър, но по-често се изчислява чрез тока и напрежението ($P = VI$). Обратно, с увеличаването на честотата, мощността става все по-важна характеристика; основният проблем сега се оказва неопределеността при измерване на напрежение. Освен това, в микровълновия обхват сигналите и устройствата се разглеждат вече чрез смесен подход: едновременно схемен (токове, напрежения, импеданси и др.) и вълнов (полета, дължина на вълната, константи на разпространение и затихване, мощности, диелектрични константи и др.). Затова за честоти над няколко десетки MHz практически вече не се измерва високочестотен ток и напрежение, а се работи основно с осреднената високочестотна мощност. Сега мощността е първичната характеристика на сигнала, която се мери директно чрез сензори за мощност.

Мощността е важна характеристика, особено за устройствата, които “произвеждат” микровълнов сигнал – осцилатори, синтезатори, умножители и пр. Особено критичен фактор е тя в т. нар. *системен анализ*. При него всяка компонента от схемата приема сигнала от предходната компонента и това трябва да стане на определено ниво на мощността. Така изходната мощност от дадено устройство се явява входна мощност за следващото и т. н. По тази причина мощността (изходна и входна) се налага да се мери доста често – най-малко два пъти: веднъж от производителя на дадено устройство и отново от онзи потребител, който го използва на следващото ниво на асемблиране в системата. Големият брой измервания на мощност на различни етапи от създаването на дадена система изисква измерителното оборудване да е достатъчно точно, удобно, достъпно и да дава повторими резултати.

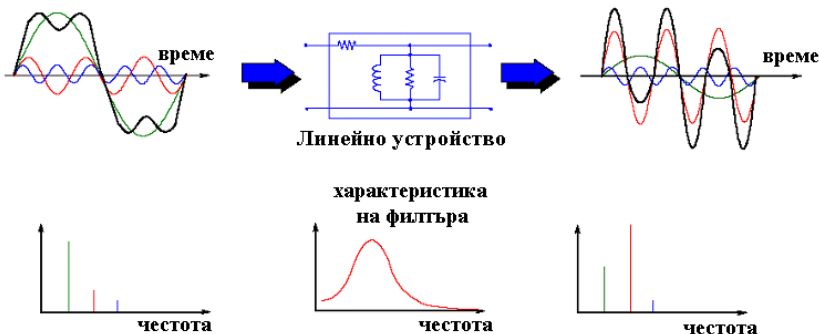
Защо измерването на абсолютна мощност е съществено?

За системния анализ е важно да се знае не само относителното ниво мощността на сигнала (изходно към входно) за дадено устройство, но и абсолютното ниво. От абсолютното ниво зависи отклика на всяко устройство.

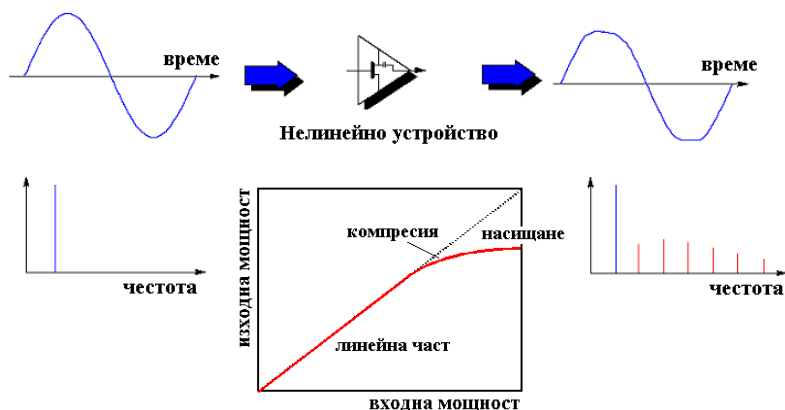
При слаб сигнал се наблюдава т. нар. *линеен отклик*. При него независимо от нивото на сигнала (ако е под нивото на компресия) се получава еднакъв отклик, който се определя само от честотната лента. Тук проблем е прекалено ниското ниво, близко до шума

Ако сигналът е силен, на нивото на насищане на устройството, се наблюдава т. нар. *нелинеен отклик*. Сега откликът все по-малко зависи от входния сигнал и се появяват нелинейни изкривявания във формата и нежелано разширяване на спектъра им.

Слаб сигнал – линеен отклик

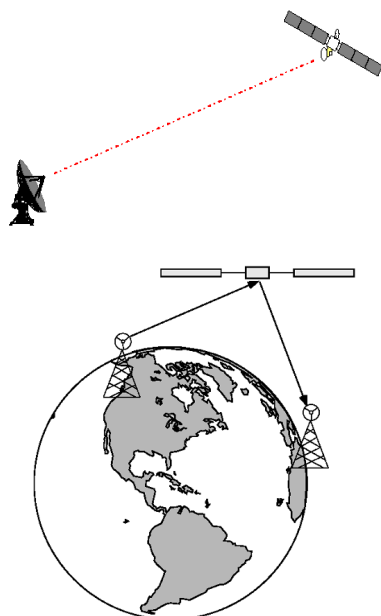
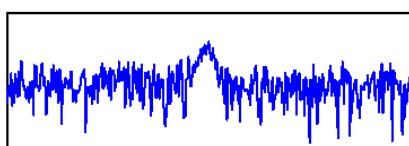


Силен сигнал – нелинеен отклик



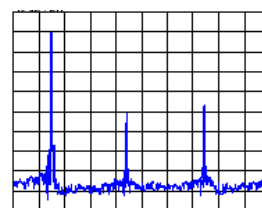
Много слаби и много силни сигнали в комуникациите

Много слаби сигнали

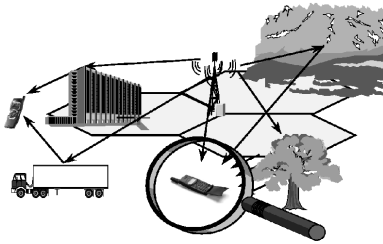


В комуникациите често се появяват два противоположни проблема, свързани с мощността: наличие на много слаб или много силен сигнал. *Много слаб сигнал*, близък до нивото на шум, се наблюдава най-често в сателитните комуникации поради силно затихване (~ 200 dB) на огромно разстояние. Подобен проблем се появява и в не-клетъчните земни системи на границата на зоната на покритие. Това изисква използване на специални LNA приемници и мощни предаватели. Обратно, в непосредствена близост до излъчващите антени на предавателите се регистрира *много силен сигнал* и в резултат на това в тази зона се появяват силни нелинейни ефекти, разширяване на честотната лента, паразитно излъчване в съседни ленти и пр. Анализът на нелинейни системи е по-труден от този на линейни.

Много силни сигнали

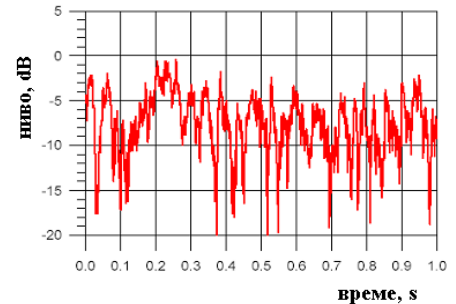
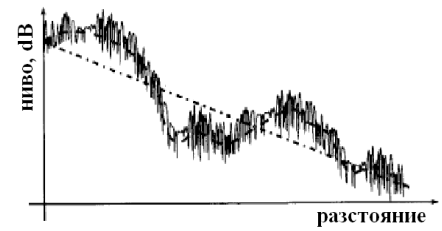


Сложни ефекти – фединг на сигналите в комуникациите



⇐ Едновременно наличие и на силни и на слаби сигнали (near-far effect)

Дълбок фединг ⇒



В комуникациите се появяват и други проблеми, също свързани с мощността на предавателя и разстоянието до него, както и със свойствата на конкретната среда, в която се разпространява сигнала – едновременно наличие на силен и на слаб сигнал (“near-far” ефект) и поява на дълбок фединг.

Ефектът “близо-далече” се появява в мобилните клетъчни мрежи, когато двама мобилни потребители се намират на различни разстояния (близо и далече) от базовата станция.

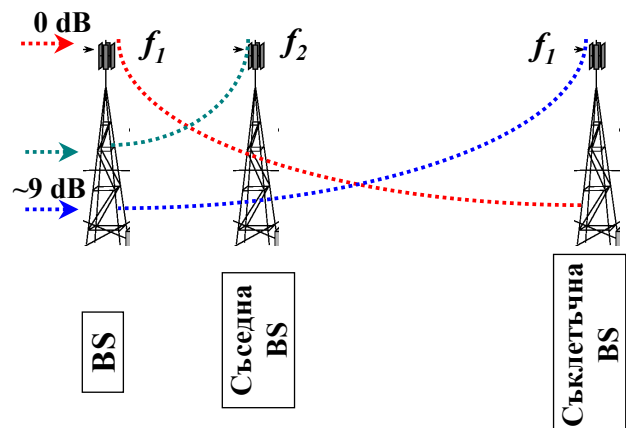
За да работи системата “гладко” трябва да се осъществява контрол на мощността на мобилните устройства в зависимост от конкретните условия. В CDMA системите този контрол е задължителен. Другият ефект е свързан с паразитна интерференция на много сигнали с еднакви честоти, получени при разпространението им в сложната мобилна среда. Ефектът се изразява в силно променящо се ниво на сигнала (“фединг”) за съседните минимума и максимуми (~ 5-10 dB при т. нар. “бавен фединг” и ~20-30 dB при т. нар. “бърз фединг”). Фединг се наблюдава и в двата случая: с времето, когато мобилната станция е на едно място, или с отдалечаване от базовата станция.

Необходима мощност



В съвременните високочестотни комуникации мощността на предавателя има важно значение. От една страна, това е свързано с радиуса на покритие на дадена зона със сигнал. Два пъти увеличение на мощността означава двойно увеличаване на площта на покритата със сигнал зона или 40-% увеличение на радиуса. От друга страна, мощността е “най-скъпият” параметър на комуникационните устройства. Двойното увеличаване на мощността е повече от двойно увеличаване на цената предавателя. Едно-

временно увеличаване на честота и мощност води до най-скъпите микровълнови излъчващи устройства. Така, определянето на точно *необходимата мощност* на даден предавател е от изключителна важност за всяка комуникационна система. Тя е резултат от: минимална цена, желано покритие на географската област, минимално защитно презапасяване с оглед избягване от енергетичен “стрес” при натоварване на системата и необходимост от минимизиране на паразитната интерференция на сигнали от съседни клетки и съклетки. Подобни изисквания налагат непрекъснат мониторинг на изходната мощност от излъчващи устройства.



Единици за измерване на микровълнова мощност P

Мощността е енергетична характеристика (поток на енергията за единица време) и затова се измерва в единицата W (Ват); по-често в нейните дробни единици mW , μW . В микровълновия обхват диапазонът на измеряема мощност е $\sim 5 \cdot 10^{-16} \div \sim 2 \cdot 10^6 W$, т. е. над 10 порядъка. Поради голямата разлика от стойности във W , в микровълновата техника се предпочита мощността да се измерва в децибели. Много разпространено е представянето за абсолютна мощност в единици dBm ("ди-би-ем"). Единицата dBm показва стойността на P по отношение на $1 mW$ (напр., $P = 0 dBm = 1 mW$) и тогава диапазонът на измеряеми стойности на мощността става по обзрим: $-153 \div +63 dBm$ (вж. и следващата страница). Често се работи и с относителна мощност, измервана в dB ("ди-би"). В такъв случай относителната мощност в dB показва как се променя нивото на сигнала при преминаване през (или при отражение от) дадено устройство с повече от един вход.

- ❖ **Ват, $W = J/s$** (за абсолютна мощност); по-често се използват кратни единици mW и μW . Диапазон на измеряема микровълнова мощност: $5 \cdot 10^{-16} W \div 2 \cdot 10^6 W$ (CW)
- ❖ **Децибел по отношение на $1 mW$, dBm** (за абсолютна мощност) – $P, dBm = 10 \log(P, mW/1 mW)$. Диапазон на измеряема микровълнова мощност в dBm : $-153 dBm \div +63 dBm$; $P < 0 dBm$ – под $1 mW$; $P > 0 dBm$ – над $1 mW$; $P = 0 dBm = 1 mW$
- ❖ **Децибел, dB** (за относителна мощност) – $P, dB = 10 \log(P_{out}/P_{in})$; $P, dB < 0 dB$ – затихване; $P, dB > 0 dB$ – усилване
- ❖ **Класификация по абсолютна мощност**: малка и свръхмалка ($< 0 dBm$); средна ($0 \div +100 dBm$); голяма ($100 dBm \div 10 kW$); свръхголяма (над $10 kW$)

Връзки между единиците за мощност

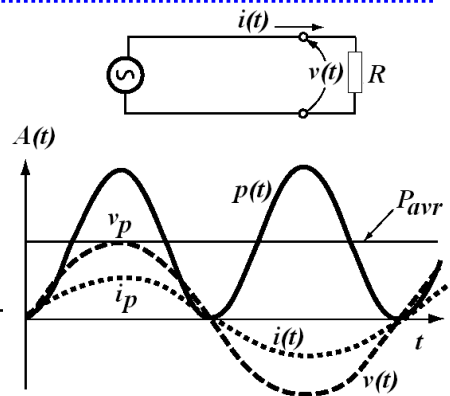
Две са предимствата при използване на единиците dBm пред mW . Първата е, че обхватът от измеряеми стойности на мощността е по-компактен, когато се изразява в dBm , а втората е, че при каскади от устройства се използва алгебрично сумиране вместо умножение. В таблицата долу са дадени важни връзки между двете единици. Положителните стойности на абсолютната мощност в dBm отговарят на стойности $P, mW > 1 mW$, а отрицателните – на $P < 1 mW$ (Пример: $P = +13 dBm = 20 mW$; но $P = -13 dBm = 0.05 mW$). Положителни стойности на относителната мощност P, dB означават, че нивото расте (усилване), а отрицателни – че нивото намалява (затихване). Пример: $P = +3 dB$ означава 2 пъти усилване; $P = -3 dB \rightarrow 2$ пъти затихване). Мощностите в различни точки на дадена схема, изразени в dB , могат да се сумират. Например ако сигнал преминава през усилвател с коефициент на усилване $+9 dB$ и кабел с коефициент на затихване $-2 dB$, сумарната относителна мощност е $+9 - 2 = +7 dB$ (ако мощностите са изразени в отношения, балансът е $7.94 \times 0.63 = 5$ пъти усилване). Освен алгебрично сумиране на относителни мощности в dB е възможно и смесено сумиране на абсолютни и относителни мощности. Пример, ако сигнал на изхода на осцилатор има абсолютно ниво $-5 dBm$ ($0.316 mW$) и преминава през кабел (затихване $-1 dB$), усилвател (усилване $+9 dB$) и пак кабел (затихване $-2 dB$), сумарната мощност е $-5 dBm - 1 dB + 9 dB - 2 dB = +1 dBm$ ($1.26 mW$), т.е. нивото на сигнала се е увеличило общо с $+6 dB$ или 4 пъти.

Връзки $dBm \leftrightarrow mW$ или $dB \leftrightarrow$ отношение на мощности

$dBm,$ dB	$mW,$ пъти	$dBm,$ dB	$mW,$ пъти	$dBm,$ dB	$mW,$ пъти
+30	1000	+5	3.2	-5	0.32
+20	100	+4	2.5	-6	0.25
+15	32	+3	2	-7	0.2
+13	20	+2	1.6	-8	0.16
+11	12.5	+1	1.25	-9	.125
+10	10	0	1	-10	0.1
+9	8	-1	0.8	-13	0.05
+8	6.4	-2	0.64	-15	0.031
+7	5	-3	0.5	-20	0.01
+6	4	-4	0.4	-30	0.001

Какво означава мощност?

Какво точно означава понятието *мощност*? В теорията на електрическите вериги при произволен товар моментната мощност е $p(t) = v(t) \cdot i(t)$. При *ac* сигнал $p(t)$ е зависима от времето величина с период, два пъти по-малък от този на тока или напрежението, ако са синусоидални. Всъщност, обаче, когато се говори за измерена на мощност, се разбира *dc* съставката на произведението на тока и напрежението. Това е осредняване: за да се намери тази “средна” *dc* съставка (*средна мощност* P_{avr}), кривата на $p(t)$ трябва да се интегрира в рамките на няколко периода ($n = 1, 2, 3, \dots$)



$$P_{avr} = \frac{1}{nT_0} \int_0^{nT_0} v(t) \cdot i(t) \cdot dt = \frac{1}{nT_0} \int_0^{nT_0} v_p \sin\left(\frac{2\pi}{T_0} t\right) i_p \sin\left(\frac{2\pi}{T_0} t + \varphi\right) \cdot dt = \frac{v_p i_p}{2} \cos \varphi$$

Така се получава известната формула за мощността като полупроизведението на пиковите стойности на напрежението и тока и фактора на мощност (косинус от фазовия ъгъл между тока и напрежението). При чисто резистивен товар R мощността е просто произведението:

$$P_{avr} = v_p / \sqrt{2} \cdot i_p / \sqrt{2} = v_{rms} \cdot i_{rms}$$

Тук v_p и i_p са максималните (пикови) стойности на напрежението и тока, а v_{rms} и i_{rms} – средно-квадратичните им стойности (*rms* – “root mean square”). Така по принцип, мощността на даден сигнал се дефинира като предадената енергия за единица време, осреднена за много периоди на сигнала на най-ниската честота, която има в спектъра му.

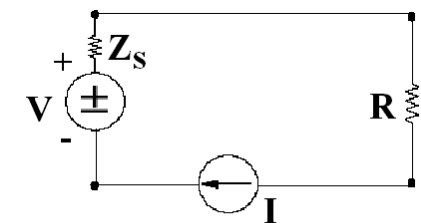
Как се измерва мощността в различни честотни обхвати?

Дефиниция на *dc* мощност

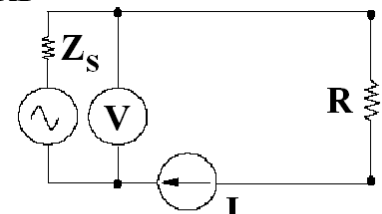
$$P = VI = V^2 / R = I^2 R$$

При вериги с постоянен *dc* ток са валидни и трите дефиниции за мощност по-горе. Най-удобно е мощността P да се изчислява след измерване на стойностите на коя да е двойка величини: V , I и R . Подобна е ситуацията и при променлив *ac* ток до ~ 100 kHz, където се счита, че директното измерване на ток и напрежение е точно и възпроизводимо. Макар че и до честоти \sim десетки и дори \sim стотици MHz измерването на ток и напрежение остава все още практично, директното измерване на мощност, разгледано по-нататък, започва да става по-точно и по-лесно. Сега в RF обхвата вече се наблюдава обратният процес: директно измерване на мощност и изчисляване на ток или напрежение. При честоти над ~ 1 GHz (микровълновия обхват) директното измерване на мощност е преобладаващо във всички приложения (измерване на ток и напрежение е все още възможно, но е непрактично). Една от причините е, че по оста на предавателните линии дори без загуби напрежението и токът се менят, докато мощността е постоянна. Друга причина е, че напрежение и ток се дефинират добре само в TEM линии; при не-TEM вълноводи те не се дефинират добре.

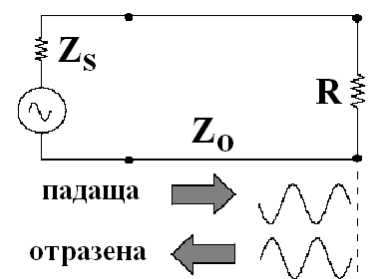
DC



RF



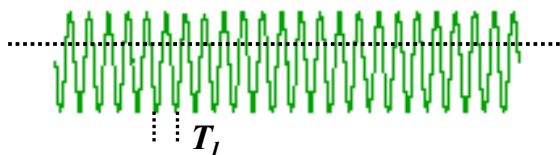
MW



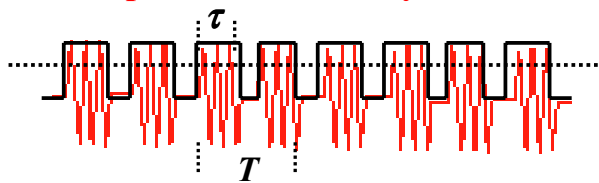
Типове измервана микровълнова мощност

Тук са показани три типа мощност. Терминът “средна мощност” е най-популярен. Използва се при характеризиране на практически всички RF и микровълнови системи. Термините “импулсна мощност” и “пикова мощност” са използват основно в радарните и навигационни системи и в съвременните TDMA и CDMA безжични комуникационни системи.

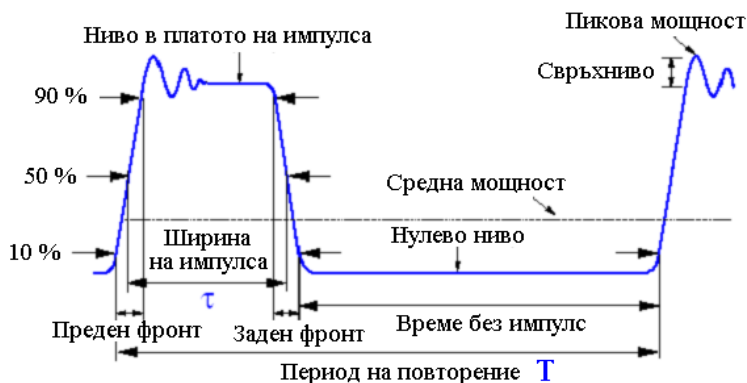
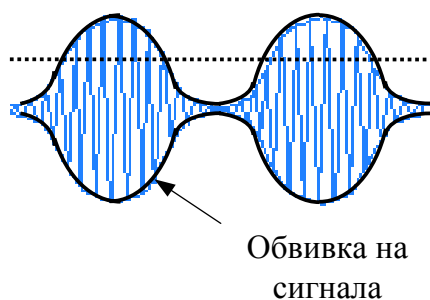
1) Средна мощност – CW (Continuous Wave)



2) Импулсна мощност – поредица от правоъгълни импулси



3) Пикова мощност – единични или неправоъгълни импулси



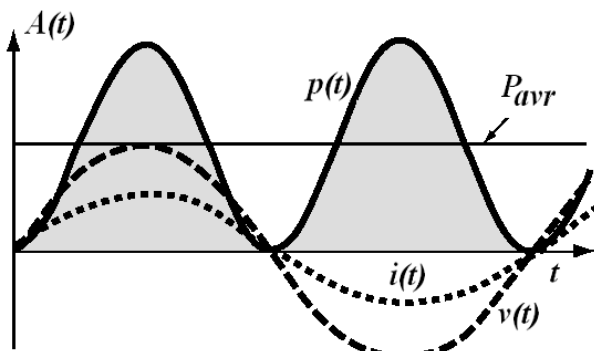
Средна мощност

1) Средна мощност CW – P_{avr}

Това е най-често използваната енергетична характеристика независимо от типа на сигнала – непрекъснат (CW, Continuous Wave), периодичен импулсен, единичен и др. Както се отбелязва, *средната мощност* на даден сигнал се дефинира като предадената енергия за единица време, осреднена за много периоди на сигнала на най-ниската честота, която съществува в спектъра му.

$$P_{avr} = \frac{1}{nT_1} \int_0^{nT_1} v(t) \cdot i(t) \cdot dt$$

Тук T_1 е периодът на най-нисочестотната съставка, а n е броят периоди за интегриране. При CW сигнал най-ниската и най-високата честотни съставки в спектъра съвпадат и мощността е самата средна мощност на сигнала. При модулирани сигнали осредняването може да се извърши и за много периоди на модулиращата съставка. Времето за осредняване за сензорите за средна мощност е типично от няколко стотни от s до няколко s. Така може да се измери мощността на AM сигнали.



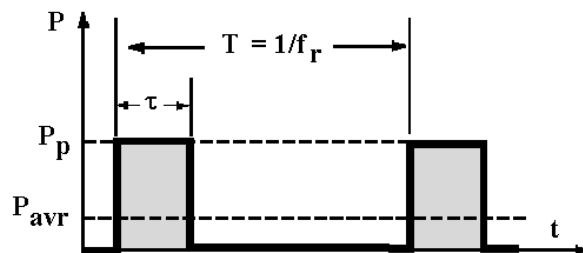
Измерител на средна и импулсна мощност

Импульсна мощност

2) Импульсна мощност – P_p

При *импульсната мощност* осредняването става по ширината на импулса τ , която се определя на ниво 50 % от максималното – вж. формула (1) отдясно. Съгласно тази дефиниция, импульсната мощност P_p “изглажда” всякакви неравномерности в рамките на импулса като осцилациите около средното ниво в “платото” и спада на нивото. Всъщност това е основната разлика с пиковата мощност.

Има и друга дефиниция за импульсна мощност, базираща се на по-ранната дефиниция на IEEE за видео импулсите – вж. формула (2). Според тази дефиниция импульсната мощност P_p е осреднената мощност на платото на импулса, която се определя от осреднената мощност P_{avr} , разделена на фактора на запълване (duty cycle). Този фактор определя ширината на импулса τ по отношение на периода на повторение T . За правоъгълни импулси тази дефиниция е доста точна и се използва често в микровълновия обхват за характеризиране на импульсната мощност, ако са измерени P_{avr} и τ/T .

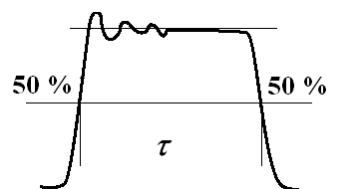


$$P_p = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} v(t).i(t).dt \quad (1)$$

(2)

$$P_p = P_{avr} / (\tau / T) = P_{avr} / \text{duty cycle}$$

$$\text{Duty Cycle} = \tau / T = \tau \cdot f_r$$

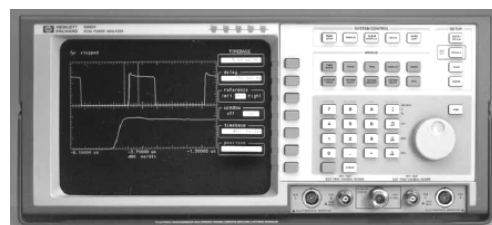
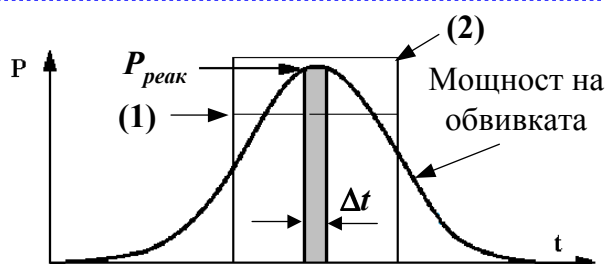


Пикова мощност

3) Пикова мощност – P_{peak}

При някои по-специални приложения (радары, военни и навигационни системи, базиращи се на сложни импулси или широколентова технология, концепцията за импульсна мощност P_p не е достатъчна; това се отнася до описание на импулси с трудно определяема продължителност или умишлено неправоеъгълна форма. Горее, с цел илюстрация, е показан единичен Гаусов импулс, използван в някои навигационни системи. Ако за него се дефинира P_p по всяка от двете формули (1) или (2) от предишната страница, се получават различни резултати, но никой от тях не дава точна представа за пиковата мощност на импулса.

Пиковата мощност P_{peak} е мярка за максималната мощност на обвивката на импулса (peak envelope power). За определяне на P_{peak} се осреднява за време $\Delta t \geq 1/f_h$, където f_h е максималната честота в спектъра на модулирания сигнал, но по-късо от $1/f_c$, където f_c е носещата честота. За измерване на пикова мощност се използва осцилоскоп с детектор на обвивката (квадратичен диоден детектор), в резултат на което се изобразява формата на импулса. За да се определи абсолютната стойност на пиковата мощност, системата трябва да се калибрира. Така P_{peak} се определя като максималната детектирана мощност с пиковия детектор.

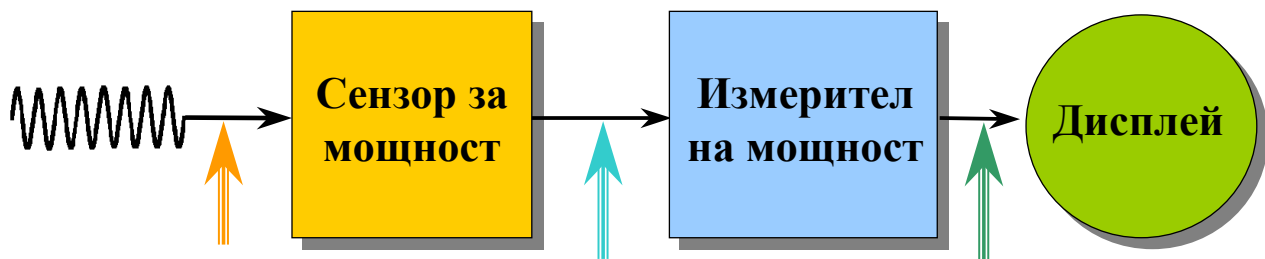


Измерител на пикова мощност

2.2 Принципи на измерването на микровълнова мощност. Сензори за мощност



Основен принцип за измерване на микровълнова мощност



Абсорбирана в сензора
микровълнова мощност

Еквивалентна DC или
нисочестотна мощност

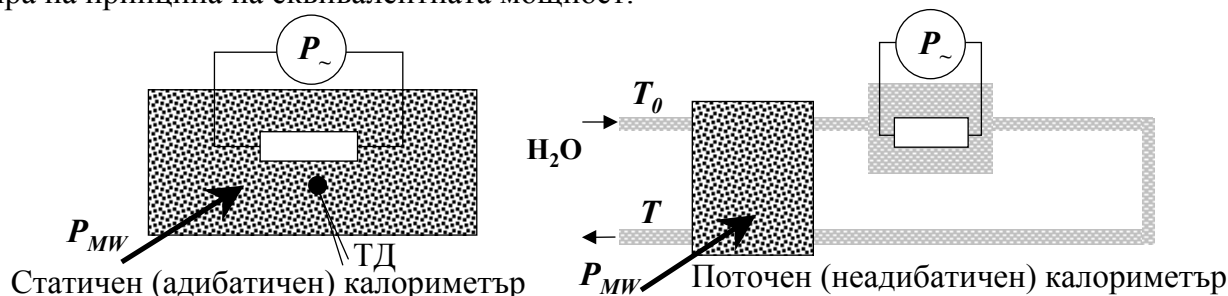
Електрически сигнал ~
микровълновата мощност

И така, микровълновата мощност P се свързва с осреднения вектор на Пойнтинг S на електромагнитната вълна, която се разпространява по оста Oz на дадена предавателна структура или в свободното пространство, т.е. $P = \langle S \rangle = \langle E \times H \rangle_z$. Следователно, мощността е квадратична функция на големината на електрическото или магнитното поле, т.е. $P \sim |E|^2, |H|^2$.

Основната идея при измерване на микровълнова мощност е следната: падащата вълна нагрява работното тяло на датчика и микровълновата мощност се превръща в инфрачервена ($P_{MW} \sim P_{IR}$). Термочувствителен сензор (термистор, термодвойка и др.) превръща тази топлина в еквивалентен *dc* или нисочестотен сигнал, който се мери (например, чрез мостова схема). Данните се сравняват с референтна мощност. При други сензори (диоди, Hall датчици, пиезо-датчици и др.) микровълновата мощност директно се превръща в еквивалентен електрически сигнал, чиято мощност е равна на измерваната. Следователно, при измерване на микровълнова мощност се разчита на 100-% й превръщане в мощност на сигнал от ЕМ спектър на друга честота, на която се измерва (*принцип на еквивалентната мощност*).

Ранни калориметрични измерителни системи

Необходимост да се измерва мощност възниква още с разработката на първите микровълнови източници – клистронните тръби в края на 1930-те години. Ранните измерителни системи се базират главно на метода на абсорбиране на микровълновия сигнал в обемен товар в края на вълновода и измерване на неговата температура. Най-ранните датчици за мощност са калориметричните. Има два вида калориметри: статични (адиабатични) и динамични (неадиабатични). При първият тип микровълновата мощност P_{MW} попада в обемен или повърхнинен абсорбер (материал с големи загуби) и се нагрява пропорционално на погълнатата мощност; така нарастването на температурата е мярка за P_{MW} . Това са сухи калориметри. Динамичните калориметри използват работна течност (масло, вода), която преминава през нагрят от мощността абсорбер, повишава температурата си на изхода от системата, пропорционално на P_{MW} . Тези системи се използват за измерване на голяма мощност (W, kW). Вместо чрез измерване на нарастваща температура, може да се работи при постоянна. Принципът е следният: с помощта на източник на нискочестотна мощност P_{\sim} се нагрява работното тяло. При попадане на микровълнов сигнал P_{MW} трябва да се намали в зависимост от P_{MW} , за да се запази температурата постоянна. Този тип измерване на P_{MW} се базира на принципа на еквивалентната мощност.

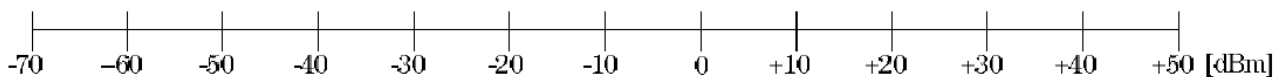


Основни сензори за измерване на микровълнова мощност

Термистори

Квадратични термодвойки + Атенюатор

Квадратични диодни детектори (LNSB)



Три основни вида сензори:

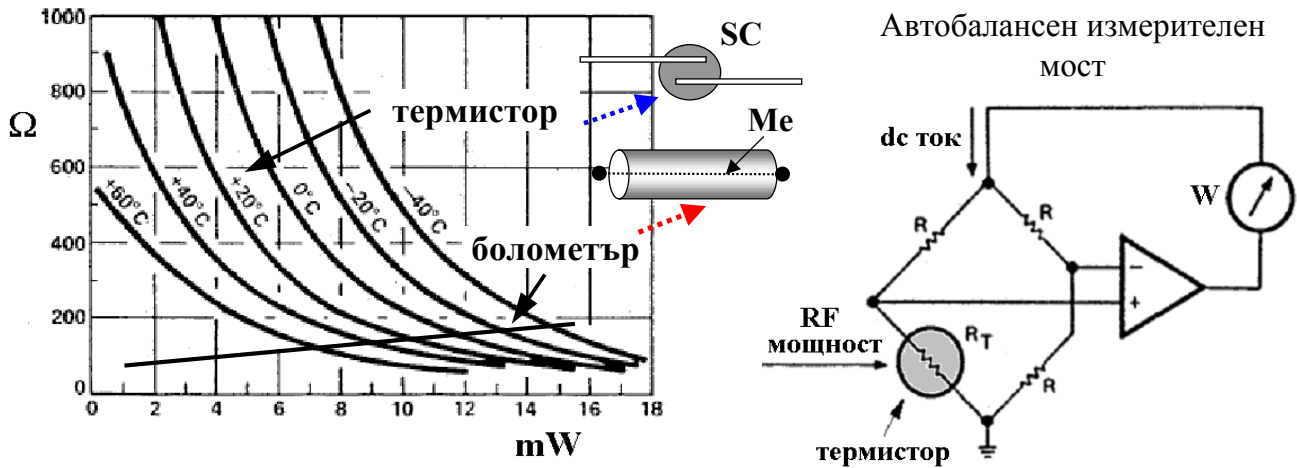
1) Болometri (в частност термистори); 2) термоелементи (термодвойки); 3) Диоди за мощност (LNSB);

4) Други сензори: Hall сонди, пироелектрични; електро-механични (пиезо-датчици); калориметрични и др.

	8478 В (термистор)	8481D (диод)	8481A (термодвойка)	8481H (термодвойка)
Мах средна мощност	30 mW	100 mW	300 mW	3.5 W
Мах енергия в импулса	10 W · μs		30 W · μs	100 W · μs
Мах мощност	200 W	100 mW	15 W	100 mW

I. Термистори и болометри

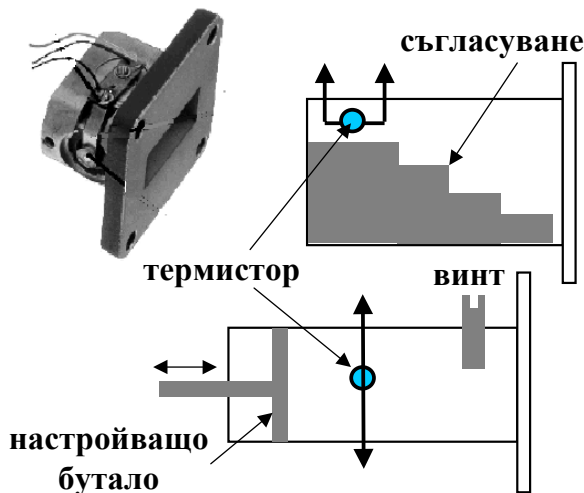
Това са сензори, чието съпротивление R зависи от погълнатата микровълнова мощност P_{MW} (по-точно от температурата T на работно тяло на измерителя, което се загрева под действие на микровълновата мощност). Има два вида болометри: полупроводникови термистори (термо-съпротивления) с отрицателен температурен коефициент на съпротивлението $dR/dT < 0$ и баретери (болометри с метална нишка) с положителен температурен коефициент $dR/dT > 0$ (днес се ползват рядко). Следователно, мощността е пропорционална на промяната в съпротивлението, $\Delta R \sim P_{MW}$. Последното което може да се измери с помощта на известния балансен мост от 4 резистора. Съпротивлението се мени типично от 400 до 50 Ома, т.е. необходимо е много добро съгласуване с импеданса на измерителната секция. Най-добро решение е автобалансиният мост, при който съпротивлението остава постоянно.



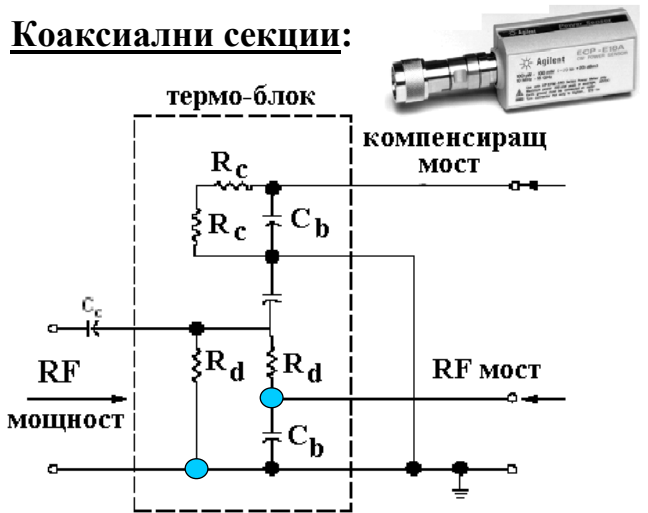
Термисторни измерителни секции

Правоъгълни вълноводни секции:

Импедансът на вълновода е стотици Ω и тук може да се постигне много добро съгласуване с термистора в целия обхват на вълновода (обикновено се избира $R_d = 200 \Omega$, за да е максимално ефективен). Реализира се: широколентово съгласуване с помощта на стъпаловидни преходи или теснолентово съгласуване – с подвижно бутало и настройващи винтове.



Коаксиални секции:



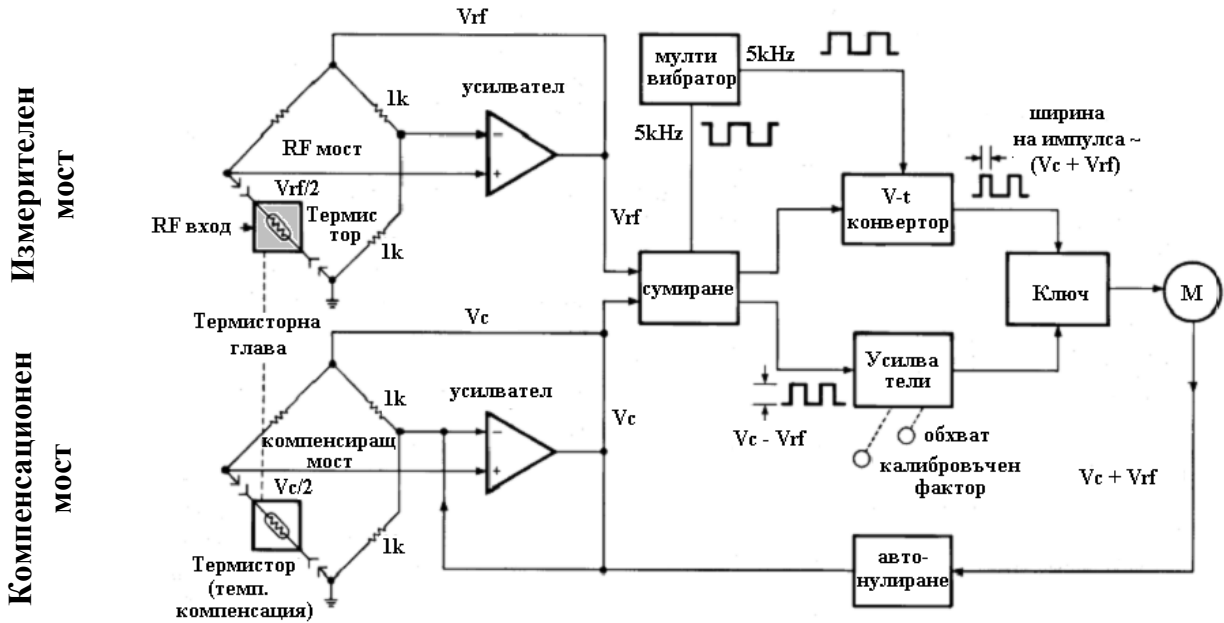
Коаксиалният вход е 50Ω и термистор с такова съпротивление е неефективен. Затова се използват 2 термистора R_d по 100Ω , свързани специално:

- за dc сигнал: $R_{\Sigma} = R_d + R_d = 200 \Omega$.

- за RF сигнал: $R_{\Sigma} = R_d/2 = 50 \Omega$.

Следователно, по коаксиален вход има добро съгласуване, а общото съпротивление на двата термистора се поддържа ефективно - винаги 200Ω .

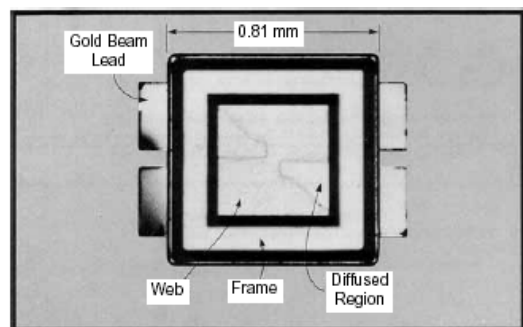
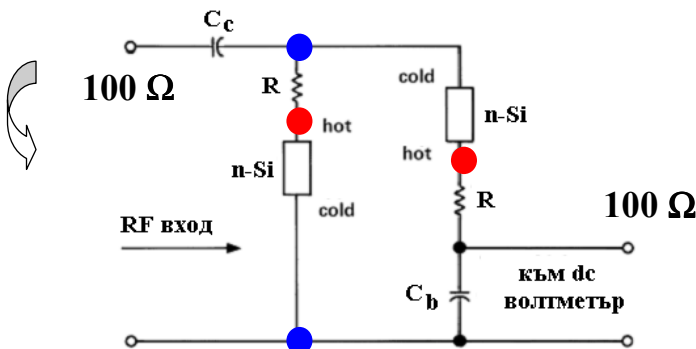
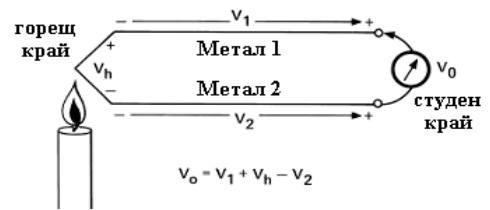
Измерителен мост (принципна схема на ватметър)



Принцип на измерването: От двата моста (измерителен и компенсиращ) идват две напрежения V_{RF} и V_C , които се обработват в импулсни сигнали така, че преди ключа се формират 2 сигнала: един с честота 5 kHz и амплитуда $\sim(V_{RF} - V_C)$ и друг с продължителност $\tau \sim (V_{RF} + V_C)$. След ключа се формира правоъгълен сигнал с площ $M \sim (V_{RF} - V_C) \times (V_{RF} + V_C)/4R$. Така, след интегриране се получава сигнал $M \sim (V_C^2 - V_{RF}^2)/4R = P_{MW}$. Това е най-известната аналогова схема за мощност от близкото минало, която с помощта на компенсационния мост отчита влиянието на стайната температура. Днес се използват цифрови измерители.

II. Термоелектрични сензори (термодвойки)

При тези датчици се измерва $T \sim P_{MW}$ чрез термо-ЕДН V_0 , което се получава на "студения" край на два свързани различни проводника, чиито "горещ" край се намира при температура T . Термодвойковите сензори имат две основни предимства пред термисторните: 1) много по-висока чувствителност; 2) детекцията е строго квадратична ($V_0 \sim P_{MW}$), както при диодните детектори. Освен това, те имат много добри характеристики като "осредняващи" детектори и могат да се използват за измерване на силни импулсни нива. Те са по-стабилни, издържат на по-големи натоварвания и по-добре съгласувани от термисторите. Долу е показана схема на съгласуване на термодвойков сензор с помощта на два тънкослойни 100-Ω резистора в паралел. Използват се две последователни термодвойки (по dc), но паралелни по RF сигнал. Така сигналът е по-силен, а топлинните краища остават във вътрешността. Не се нуждаят от температурна компенсация.

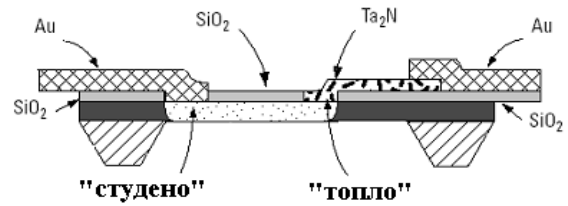


Термоелектрични измерителни секции

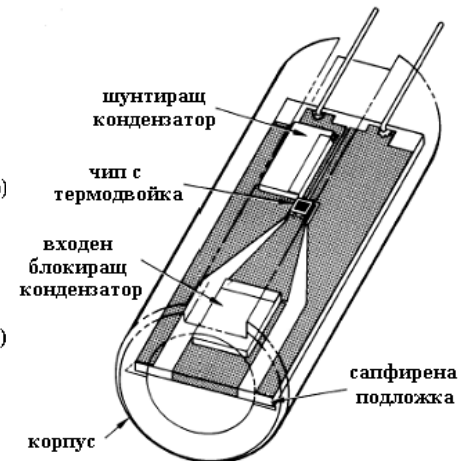
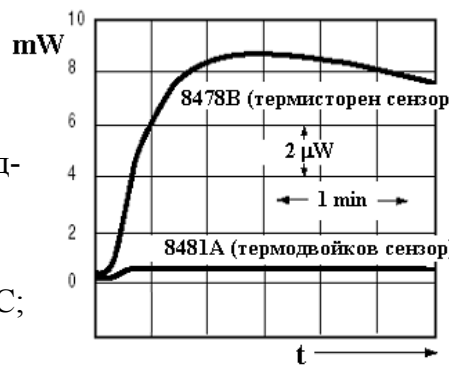
Съвременните датчици с термодвойки (ТД) са планарни: комбинация от тънкослойна технология върху полупроводникови подложки (Si, GaAs).

Термодвойковите секции имат следните главни предимства:

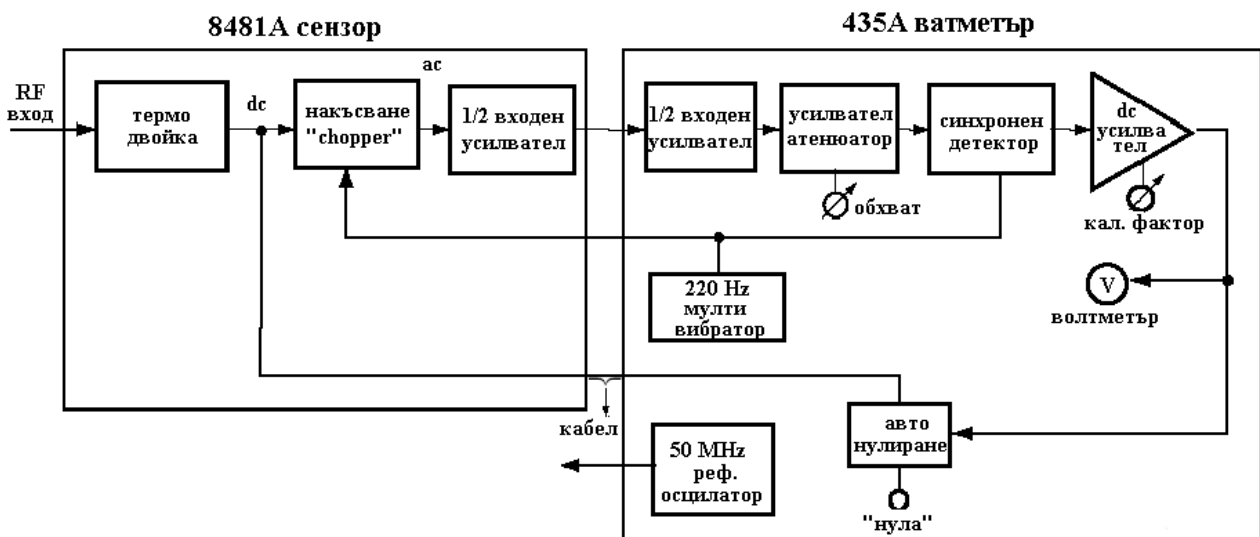
- относително малък коефициент на отражение в широк честотен обхват (за разлика от термисторите тук съпротивлението не се променя).
- студените краища на ТД са разположени върху подложката, поради което се охлаждат ефективно, т. е. влиянието на стайната температура е слабо
- имат високо бързодействие – под 100 μ s
- имат висока чувствителност $\sim 250 \mu\text{W}/^\circ\text{C}$, но изходният сигнал е доста слаб
- издържат претоварване; по температура $T_{\text{max}} \sim 500^\circ\text{C}$; по мощност $P_{\text{max}} \sim 300\text{mW}$



Типичен планарен термодвойков сензор



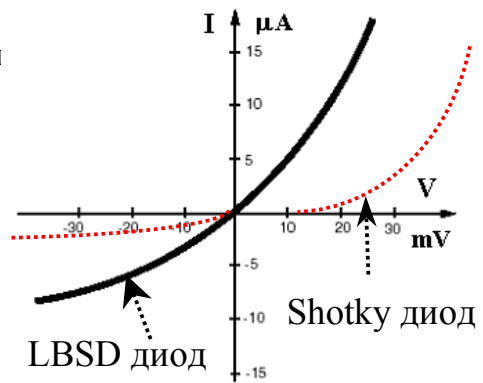
Измерителна схема с термоелектрична секция за мощност



Принцип на измерването: При измерителните схеми с термодвойки има важна особеност – много нисък изходен сигнал ($\sim 160 \text{ nV/mW}$). Поради тази причина има проблем с използване на дълги кабели от сензора (голям пад на напрежението) и задължително в схемата на самия сензор се включва усилвател на слаб dc сигнал (чрез накъсване на dc сигнала с мулти-вibrator, усилване и синхронна детекция). Така се получава достатъчно силен dc сигнал $\sim P_{MW}$. Особеност на измерителната схема с термодвойка е, че за да се избегнат нежелани други термо-електрични ефекти (освен този, чрез който се измерва мощността), в платката трябва да се използва само един тип метал – например само злато Au.

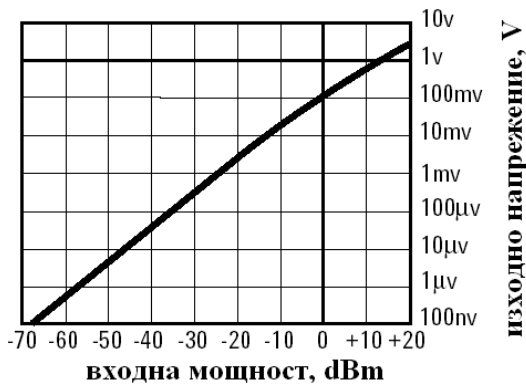
III. Диодни детектори за мощност

Диодните сензори за мощност, в сравнение с обикновените диодни детектори, са така конструирани, че да имат по-ясно изразена квадратична ВАХ и поради това реагират на много по-широк диапазон от стойности на мощността, например от -70 dBm (100 pV) до +20 dBm (10 μV) в обхвата от 10 MHz до 18 GHz) със запас от претоварване до +23 dBm (200 mW). Първите диоди от този тип (1975 г.) са известни като LBSD (Low-Barrier Shotky Diode).



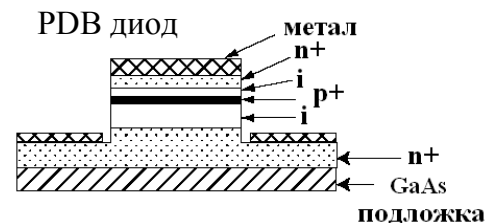
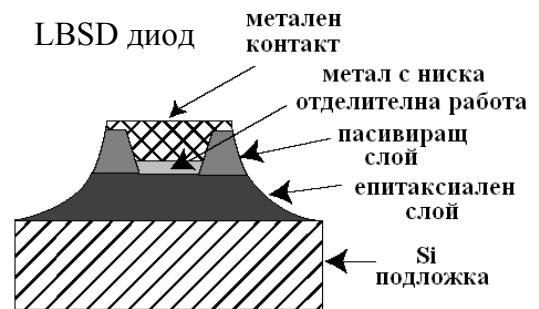
V-A характеристика на диод за мощност

$$i = I_s \left(\alpha v + \frac{(\alpha v)^2}{2!} + \frac{(\alpha v)^3}{3!} + \dots \right)$$



Конструкция на съвременните диоди за мощност

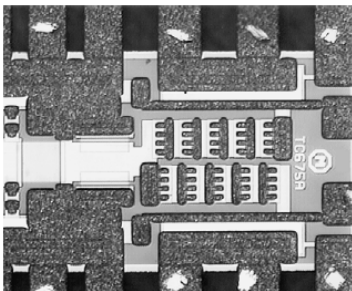
Конструкцията на LBSD диод върху Si подложка е показана на фигурата. Диодите LBSD имат около 3000 пъти (35 dB) по-висока ефективност за преобразуване на RF-мощността в DC-мощност в сравнение с термодвойките. Имат по-малко бързодействие от тях, но са много по-бързи от термисторните датчици за мощност. През 1980 г. се появяват съвременни планарни PDB (Planar-Doped-Barrier) върху GaAs подложки, които се изпълняват по MBE-епитаксиална технология. Профилът на легиране на PDB диодите е силно несиметричен n⁺i p⁺ i n⁺, т.е. p⁺ слой е разположен между двата нелегирани i-слоя. Така се формира стабилен капацитет на диода, независещ от напрежението и с много ниска стойност ~20 fF. Този ефект силно се подобрява квадратичността на V-A характеристика на планарния PDB диод и го прави много подходящ за измерване на мощност. Друго предимство е по-слабата честотна зависимост на отклика на PDB диода на сигнали с различна честота от тази на обикновения рп диод.



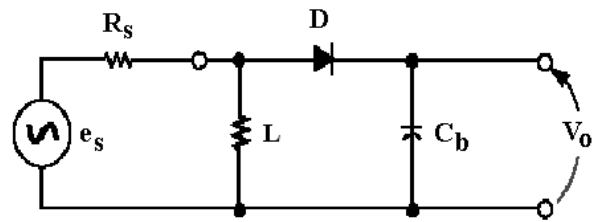
Бързодействие на диоден детектор за мощност ⇒

Диодни измерителни секции за мощност

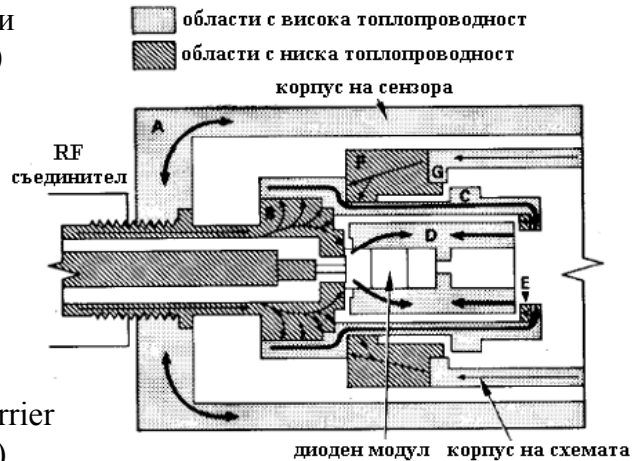
При диодните измерителни секции за мощност (подобно на термодвойковите) изходните *dc* сигнали са също много слаби (напр. ~ 50 nV за ниво -70 dBm). Основен принцип е използване на такава измерителна секция, която да има минимален температурен градиент с цел да се минимизира паразитното влияние на термичните ефекти върху показанието. За да работи добре, секцията трябва да се калибрира особено внимателно (с вграден референтен източник). В последните години се предлагат измерителни MBID диоди с две диодни групи: за ниска (-60 до -10 dBm) и за висока мощност (-10 до $+20$ dBm), превключвани с резистивен атенюатор.



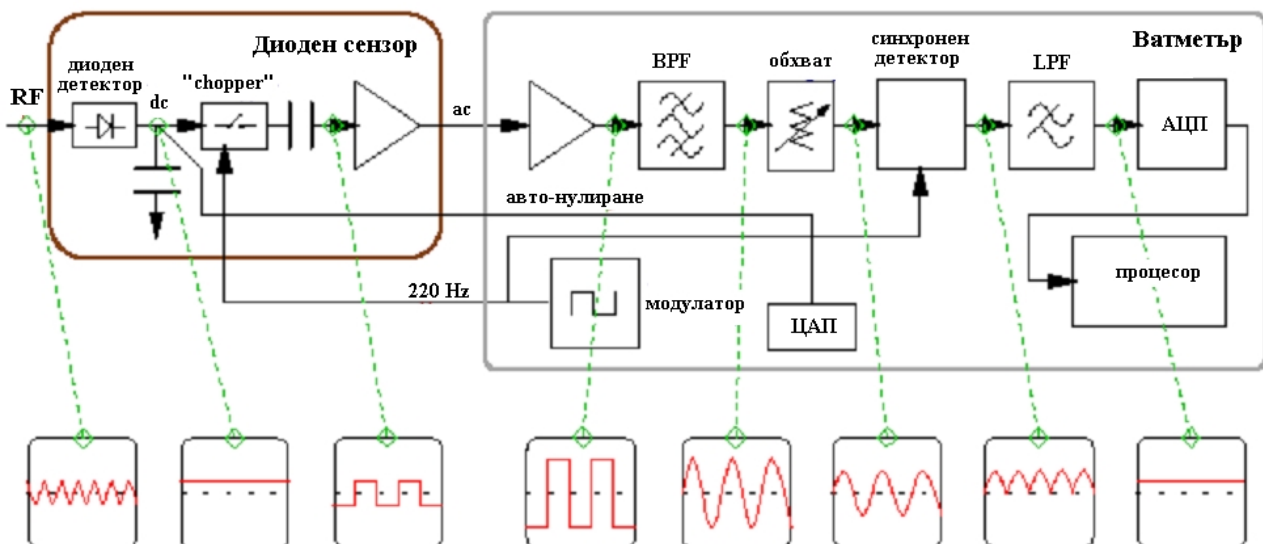
MBID (Modified Barrier Integrated Diode)



Диодна измерителна секция със съгласуване по RF сигнал и ниско-честотен филтър за детектирания сигнал

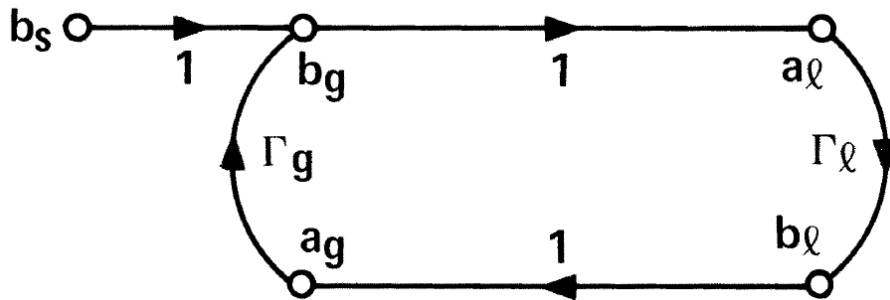


Измерителна схема с диодна секция за мощност

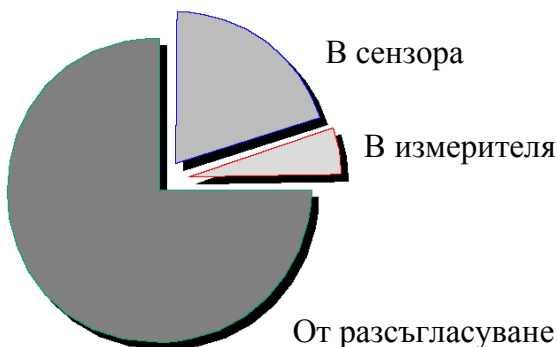
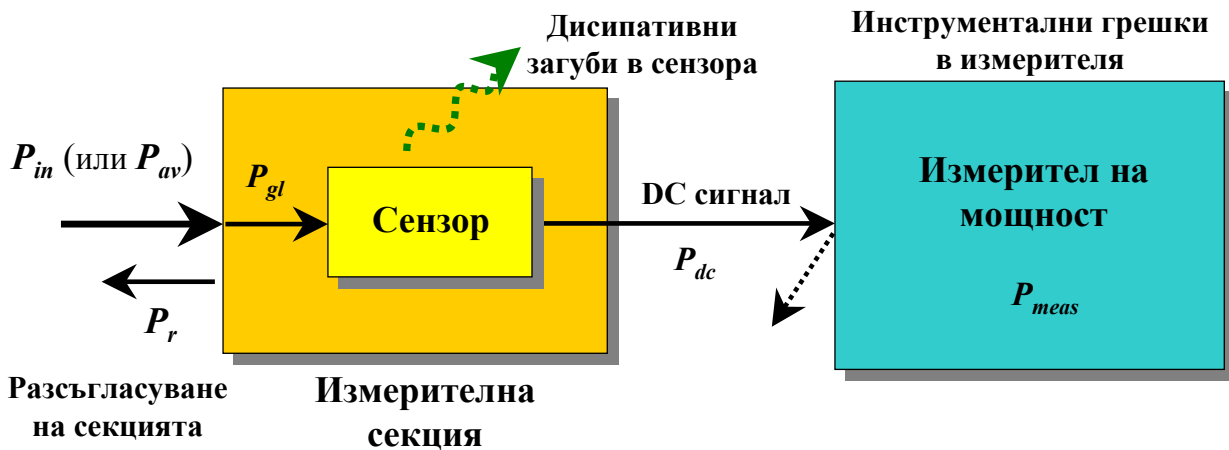


Принцип на измерването: Показаният на схемата принципът на измерване с диоден детектор на мощност е практически същият, както при термодвойките (всъщност системата работи както с диодни, така и с термодвойкови датчици). В тези системи с диоден сензор е задължително се използват калибрирани по мощност източници, чрез които се възпроизвежда референтното ниво за калибриране на датчика. Подобно калибриране се извършва преди всяко измерване, което силно намалява измерителната грешка на датчика, но внася допълнителна – от референтния генератор. Днес има и по-съвременни схеми за измерители на мощност, но показаната схема е класическа и съдържа основните принципи.

2.3 Грешки при измерване на микровълнова мощност



Източници на грешки при измерване на мощност

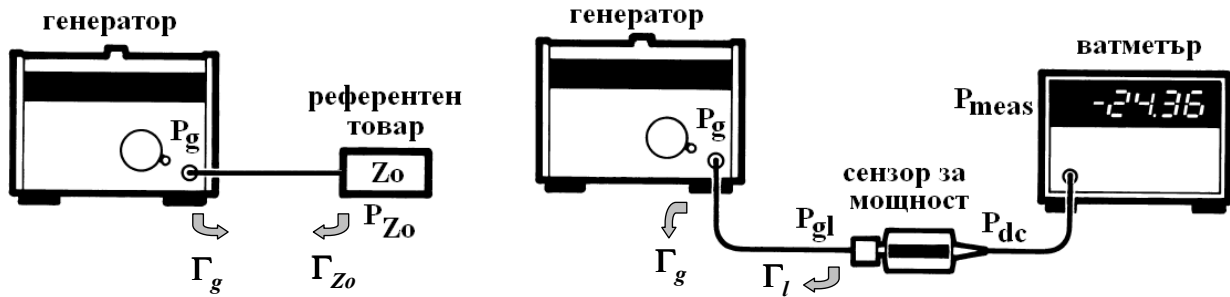


Основни източници на грешка:

- ❖ от разсъгласуване ±5.5%
- ❖ от ефективност на сензора ±1.9%
- ❖ от неточност на референтния генератор за калибровка ±1.2%
- ❖ от измерителя (инструмент.) ±0.5%

Коментар: на следващите страници

Как може да се измери мощността от генератор?



На пръв поглед измерването на мощност от някакъв генератор изглежда просто, но това не е съвсем така. Ако P_g е мощността, която “се произвежда” вътре в генератора, до товара достига мощност P_{gl} (мощност, доставена от генератора до товара), която е по-малка от P_g

$$P_{gl} = P_{in} - P_r = P_{in} \frac{1 - |\Gamma_l|^2}{|1 - \Gamma_g \Gamma_l|^2} \rightarrow P_{in} \frac{1 - \rho_l^2}{|1 - \rho_g \rho_l|^2}$$

където P_{in} е падащата към товара мощност, а P_r – отразената; Γ_g и Γ_l са комплексните коефициенти на отражение от генератора и от товара, ρ_g и ρ_l са означения техните модули (при чисто активен товар Z_L) (подробности – в Лекция 5). Вижда се, че $P_{Zo} = P_{gl} \equiv P_g = P_{in}$ само при идеален товар $Z_L = Z_0 = 50 \Omega$, когато $\rho_l = 0$. Така може да се оцени генерираната мощност P_g . При неидеален, но съгласуван с генератора товар $\Gamma_l = \Gamma_g^*$, в товара се доставя т. нар. *максимално налична мощност* от генератора P_{av} (max available power) \Rightarrow :

$$P_{av} = P_{in} \frac{1}{1 - |\Gamma_g|^2} > P_{Zo}$$

Как да се отчетат грешките при измерването?

Когато измерителна секция на ватметър се включи към генератора (вж. фигурата на предишната страница), към нея се доставя мощността P_{gl} , която се мери (коментар за грешките в този случай – по-нататък). Тогава двата вида мощност, характеризиращи генератора, P_{Zo} и P_{av} , когато величините P_{gl} , Γ_g и Γ_l са известни, могат да се пресметнат от следните изрази

$$P_{Zo} = P_{gl} \frac{|1 - \Gamma_g \Gamma_l|^2}{1 - |\Gamma_l|^2} \quad P_{av} = P_{gl} \frac{|1 - \Gamma_g \Gamma_l|^2}{\left(1 - |\Gamma_g|^2\right) \cdot \left(1 - |\Gamma_l|^2\right)}$$

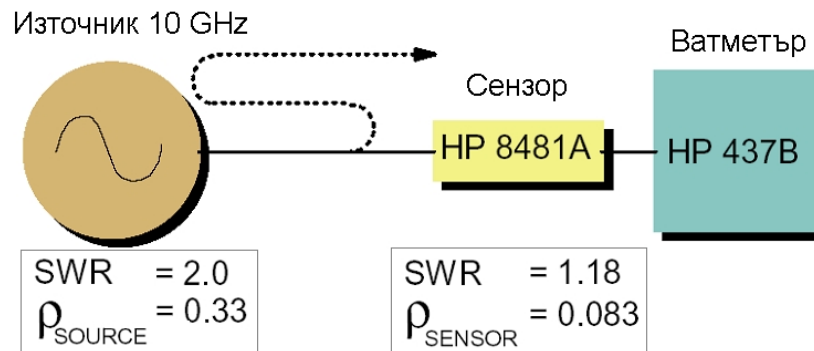
В повечето случаи, обаче, величините Γ_g и Γ_l не са известни; данни има обикновено само за техните модули ρ_g и ρ_l , но фазите им рядко са известни. Така при измерване на мощност се получава определена неточност, свързана с неизвестната фаза на сигнала между генератора, чиято мощност се измерва, и товара (сензора за мощност), с който се мери. Неточността е разликата между минимума MU_{min} и максимума MU_{max} на величината $|1 - \Gamma_g \Gamma_l|^2$, т. е.

$$MU_{max} = (1 + \rho_g \rho_l)^2 \quad MU_{min} = (1 - \rho_g \rho_l)^2$$

Така може да се оцени най-силният източник на грешки при измерване на микровълнова мощност – загуби от разсъгласуване MU (Mismatch Uncertainty) между генератор и сензор:

$$MU, \% = 100 \left[(1 \pm \rho_g \rho_l)^2 - 1 \right] \cong 100 \left[1 - 1 \pm 2 \rho_g \rho_l + (\rho_g \rho_l)^2 \right] \cong \pm 200 \rho_g \rho_l, \%$$

Основен източник на грешки при измерване на мощност: разсъгласуване на източника и измерителната секция



Тук е показан конкретен пример за това как влияе разсъгласуването на измерителната секция и на източника на мощност върху точността при измерване на мощност. Измерителните секции имат импеданс, много близък до стандартния 50 Ω и тяхното съгласуване е много добро: SWR ~ 1.18 или $\rho_{sensor} \sim 0.083$. Обикновено, по-голям проблем има със съгласуването на източника на неизвестната мощност, особено ако е нестандартен. За един източник може да се допусне типично SWR < 2.0 или $\rho_{source} < 0.33$. Тогава, при попадане сигнала от източника на измервана мощност към сензора, малка част се отразява към източника и оттам – отново към сензора. Този тип неопределеност се нарича грешка от разсъгласуване MU “Mismatch Uncertainty”. Приближена оценка може да се получи така:

$$MU = \pm 2\rho_{source} \cdot \rho_{sensor} = \pm 2 \cdot 0.33 \cdot 0.083 \cong \pm 0.055 \rightarrow \pm 5.5\%$$

Дефиниция на калибровъчен фактор

Загубите от разсъгласуване при измерване на мощност са сериозен източник на грешка и всеки сензор трябва да се оцени предварително. Пълна оценка на взаимодействието на сензора с генератора може да се направи, само ако се знаят комплексните коефициенти Γ_g и Γ_l . В противен случай обикновено може да се оцени приближено само доставената до сензора мощност P_{gl} :

$$P_{gl} = P_{in} (1 - \rho_{sensor}^2)$$

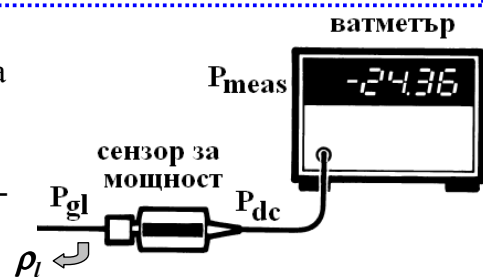
Изразът означава, че ако познаваме амплитудата ρ_l на коефициента на отражение от сензора, можем да коригираме частично грешките от измерването.

Друг източник на грешка е неидеалността на преобразуване на доставената и погълната в сензора мощност P_{gl} в dc или нискочестотна еквивалентна мощност P_{dc} , която се регистрира като P_{meas} . Така може допълнително да се въведе коефициент на ефективност на преобразуване на мощността в сензора η_e (ще считаме, че практически $P_{meas} \sim P_{dc}$)

$$\eta_e = P_{dc} / P_{gl}$$

Този коефициент η_e е честотно-зависим, но обикновено зависи много слабо от нивото на измерваната мощност.

Така окончателно може да се въведе т. нар. калибровъчен фактор K_{cal} , който характеризира даден сензор на мощност, монтиран в определена измерителна секция. Типичните му стойности са от 99.8 % при ниски честоти до $\sim 91\%$ при 18 GHz.



$$K_{cal} = \eta_e (1 - \rho_{sensor}^2)$$

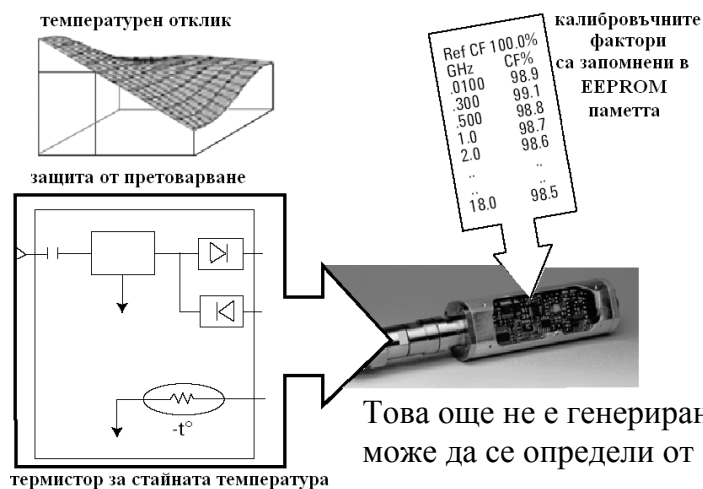
Калибровъчен фактор на сензора

Собственият калибровъчен фактор K_{cal} на всеки съвременен сензор за мощност е важна негова характеристика и тя се дава от производителя. Включва ефективността на преобразуване на микровълновата мощност в сензора (загуби от дисипация на топлина, до $\pm 1.9\%$) и загубите от разсъгласуване (до $\pm 5.5\%$). Той е честотно и температурно зависим. Честотната зависимост е различна в зависимост от типа на използвания сензор. Към грешките, които не се отчитат в калибровъчния фактор, се включват инструменталните грешки в измерителя: от нулиране, броене, шум, дрейф и др. (до $\pm 0.5\%$); отделно е грешката от калибрация генератор (до $\pm 1.2\%$). Важността на величината K_{cal} при измерване на мощност е довело до това, че съвременните сензори са снабдени с памет, в която са записани конкретните стойности на калибровъчните фактори за честотния диапазон на сензора. При по-старите сензори при конкретни измервания трябва да се въведе корекция за дадена честота. Така падащата мощност P_{in} от генератора и измерената стойност P_{meas} по скалата на измерителя (с корекцията – P'_{meas}) са свързани по следния начин:

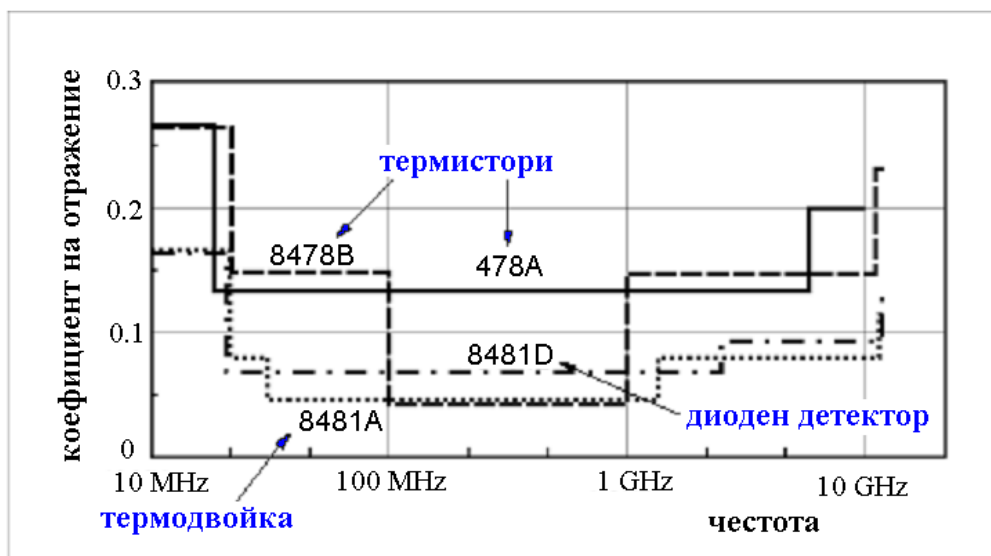
$$P_{in} = P_{meas} / K_{cal} = P'_{meas}$$

Това още не е генерираната мощност P_g ; ако се знаят Γ_g и Γ_l , тя може да се определи от израза

$$P_g = P'_{meas} \left| 1 - \Gamma_g \Gamma_l \right|^2$$

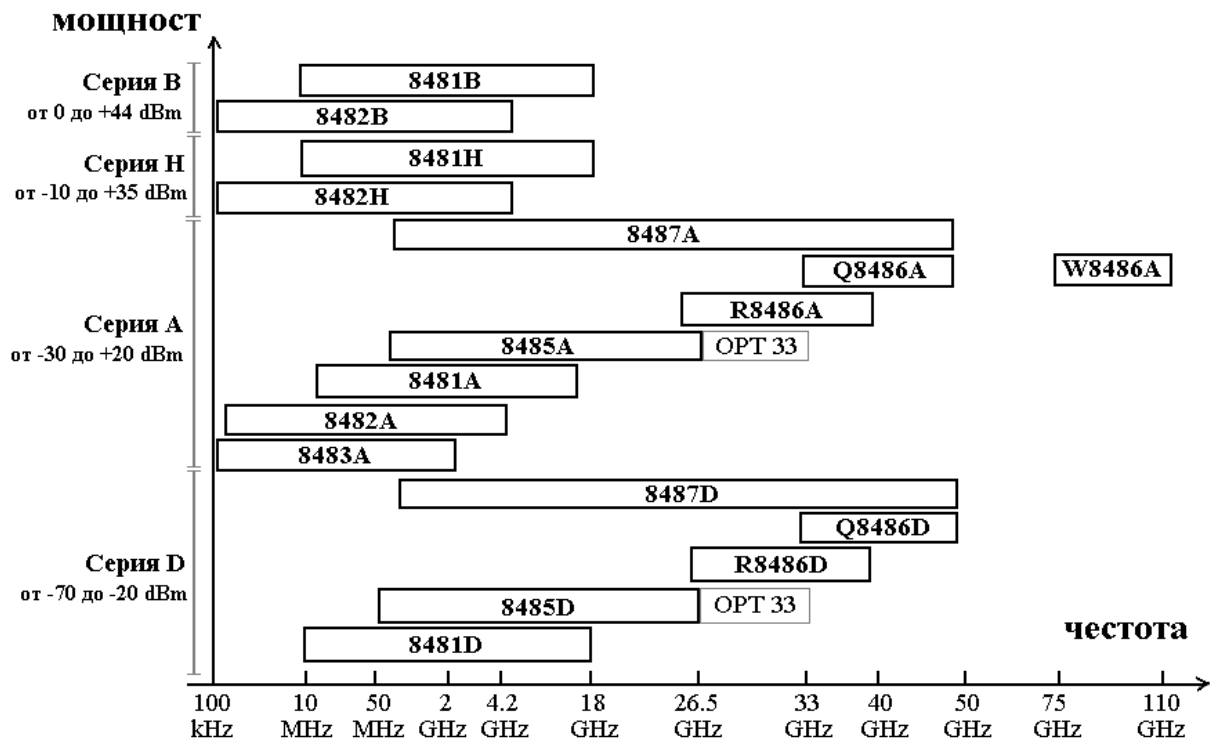


Типични стойности на коефициента на отражение за различни измерителни секции



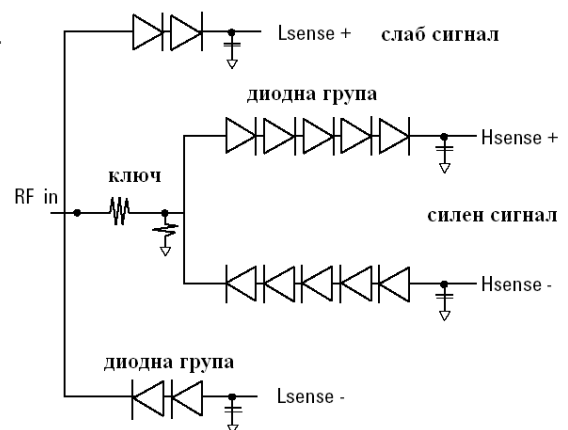
Показани са типичните коефициенти на отражение на някои комерсиални сензори (Agilent®). Термисторните сензори са най-трудни за съгласуване, при това в тясна честотна лента. В по-широка лента могат да се съгласуват диодните детектори. Най-добро съгласуване се реализира с термодвойкови сензори, но при тях сигналът е и най-слаб.

Честотни обхвати на различни измерителни секции на Agilent® (hp) в честотния обхват 100 kHz до 110 GHz



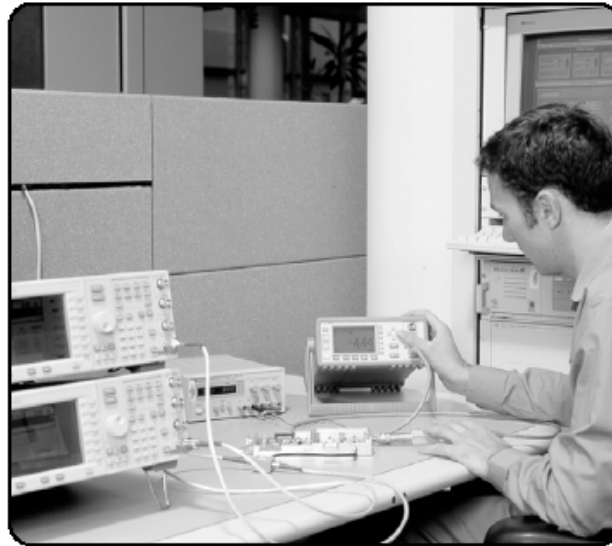
Е-тип сензори на Agilent® с разширени динамични обхвати

Съвременните измерители на мощност се нуждаят от широк динамичен обхват (> 50 dB). Необходимост се появява при измерване на сигнали със сложни модуляции (напр. WCDMA сигнали) с голямо отношение на пикова към средна мощност. Това наложи разработване на нов тип сензори. Такива са двойните сензори “диод + атенюатор + диод”, чрез който може да се мери в два обхвата по мощност – ниска и средна, като в зависимост от нивото се превключва и съответния канал. Още по-ефективни са MBID сензорите, в които вместо един диод има цяла каскада от свързани диоди (вж. фигурата). Едната група се използва да измерване на слаби сигнали (-60 до -10 dBm), а втората група – на по-силни сигнали (-10 до +20 dBm). Превключването между двата измерителни канала става чрез електронен резистивен ключ около -10 dB (за да се избегне неопределеността, превключването става нагоре при -9.5 dB, а надолу – при -10.5 dB). Каскадното свързване на m диода води до намаляване на чувствителността на сензора, но увеличава областа на линейност с допълнителни $10 \log(m)$ dB, сравнена с тази на единичния диод. Затова каскадата за измерване на по-висока мощност включва повече диоди. Днес се предлагат измерителни диоди със значително повишен динамичен обхват, напр. сензорът E9300 от Е-серията на Agilent®, използван успешно при измервания в съвременните мобилни мрежи.

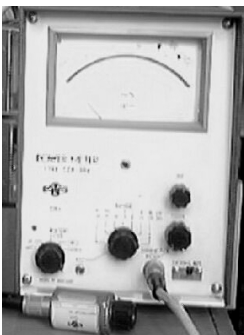


мощност	линейност (25 ± 10 °C)	линейност (0 to 55 °C)
-60 to -10 dBm	± 3.0%	± 3.5%
-10 to 0 dBm	± 2.5%	± 3.0%
0 to +20 dBm	± 2.0%	± 2.5%

2.4 Методи за измерване на микровълнова мощност



Поколения от измерители на абсолютна мощност



Със стрелкови прибор



С цифров дисплей



С LSD дисплей



За пикова мощност, комбиниран с осцилоскоп

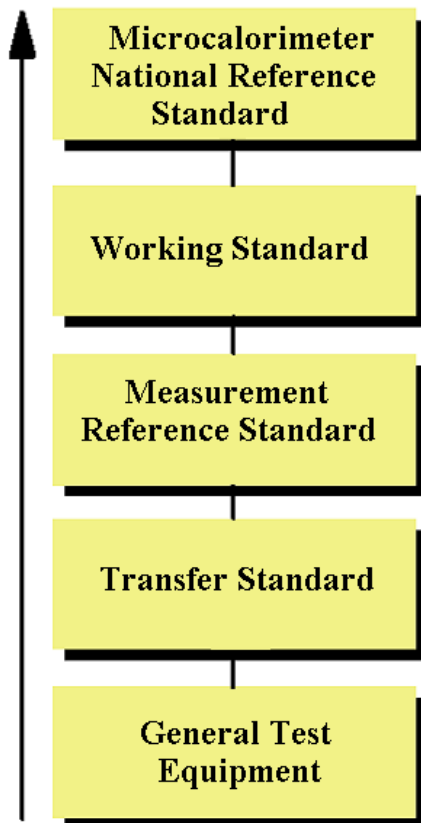


За средна и импулсна мощност с вградена памет и сменяеми датчици



Съвременен комбиниран прибор – Agilent E4417A – E серия

Йерархична класификация на измерителните стандарти



Първичен стандарт: NIST, Boulder USA (National Institute of Standard and Technology)

Вторични (работни) стандарти: (NIST) – междинни, за избягване на директно сравнение между референтните стандарти и първичния

Третични (референтни) стандарти: стандарти на национално или регионално ниво (в специални лаборатории) за референтно ниво

Трансферни стандарти: масови стандарти за сравнение на точността на отделни ватметри (поддържа се от големи фирми)

Тестови стандарти: тестови стандартни източници, монтирани вътре в приборите на отделните потребители – локални референтни стандарти

Първичен стандарт за микровълнова мощност



Референтен коаксиален микрокалориметър в NIST, Boulder, CO, USA

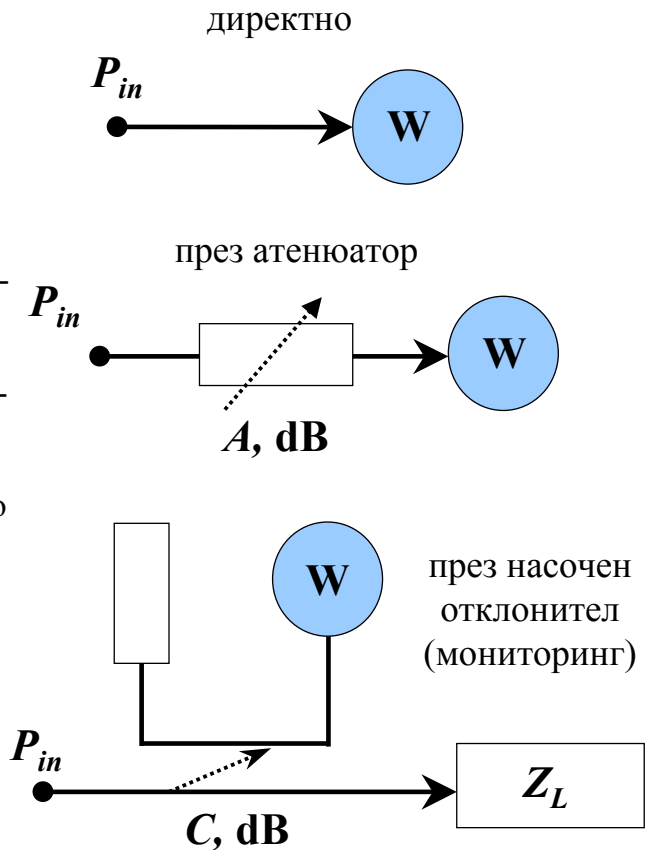
Важността на измерванията на микровълнова мощност изисква те да могат да се дублират по всяко време и на всяко място, а това означава стабилно оборудване и измерителна техника и добре поддържани измерителни стандарти. Ангажимент за поддържане на първичния стандарт за микровълнова мощност е поет от NIST (National Institute of Standards and Technology Boulder, Colorado, USA). Това е микрокалориметър с коаксиален (10 MHz – 26.5 GHz) или вълноводен изход (8.2 – 96 GHz), който поддържа единицата Watt. Този прибор (работният стандарт) може да измерва коефициента на ефективност на преобразуване на мощността на сензорите, които след това се използват за референтни и трансферни стандарти.

Йерархията на стандартите за мощност е така съставена, че всеки измерителен стандарт от определено ниво (ешелон) се “проверява” периодично за точността на неговите характеристики (калибровъчен фактор) в определен честотен обхват. Практически това става по следния начин: даден стандарт се “изпраща” за калибровъчни измервания с помощта на по-висш стандарт и след това се “връща” на своето оригинално ниво в йерархията. Интервалите между тази последователни “рекалибровки” могат отначало да са на няколко месеца, но ако всеки път са успешни, могат да се увеличат - напр. през година и повече. Тези от тях, които вече не могат да бъдат калибрирани успешно, се бракуват

Начини за свързване на микровълнов ватметър

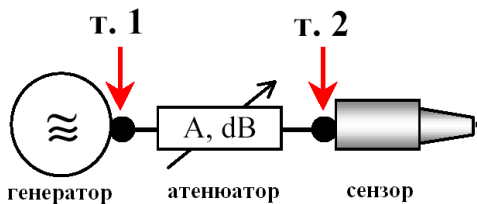
При измерване на микровълнова мощност, измерителният прибор (по-точно сензорът на ватметъра) може да се включи директно към изхода на измерваното устройство, през атенюатор или през насочен отклонител.

Директно включване може да се използва само при очаквани слаби сигнали от изхода или когато сензорът не е достатъчно чувствителен. Много по-надеждно е използването на атенюатор на входа на сензора. В този случай последният може да се предпази от натоварване. Атенюаторът може да е с фиксирано или с прецизно регулирано затихване A , dB, но общото е, че това затихване трябва да е известно с достатъчна точност (измерителен атенюатор). В двата разгледани случая ватметъра се свързва в схемата като краен товар и поема цялата измервана мощност. Когато се налага непрекъснат контрол (мониторинг) на мощността, измерителят на ватметъра може да се включи през прецизен насочен отклонител с коефициент на връзката C , dB. Така се измерва само малка част от постъпващата мощност.

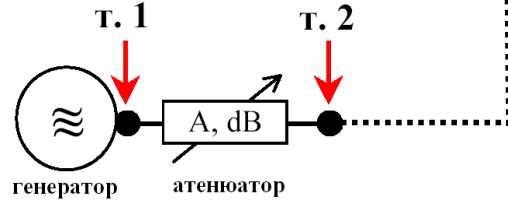
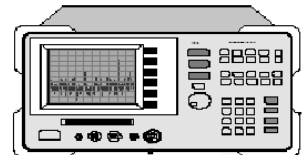


Измерване на малка мощност

С ватметър



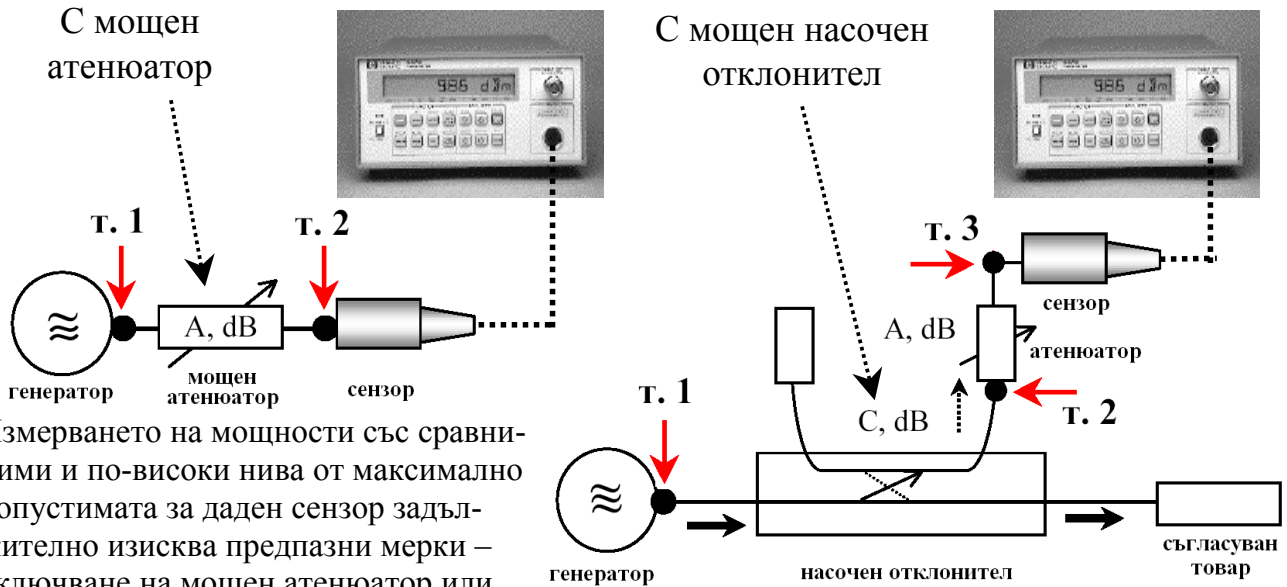
Със спектроанализатор



Измерването на малка мощност може да стане с ватметър с чувствителен сензор или със спектроанализатор, който е най-чувствителното устройство за измерване на ниво на сигнал на определена честота (спектрална мощност) (вж. подробности в Лекция 4). При измерване на малка мощност с ватметър, сензорът работи на границата на своята чувствителност и използването на атенюатор е условно – последният трябва да има прецизно регулирано слабо затихване. Измерването започва с големи стойности на затихването на атенюатора, които се намалят, докато се убедим, че сигналът е слаб. Тогава атенюаторът може да се отстрани. Ако е измерена мощността в т. 2 (P_2) при включен атенюатор със затихване A , dB, истинската стойност на мощността в т. 1 (P_1) се определя по един от изразите:

$$P_1, \text{ mW} = [P_2, \text{ mW}] \times 10^{\frac{|A|, \text{ dB}}{10}} \quad P_1, \text{ dBm} = P_2, \text{ dBm} + |A|, \text{ dB}$$

Измерване на средна и голяма CW мощност



Измерването на мощности със сравними и по-високи нива от максимално допустимата за даден сензор задължително изисква предпазни мерки – включване на мощен атенюатор или мощен насочен отклонител преди сензора. На схемите по-горе са представени два варианта на свързване на сензора на ватметъра при измерване на средна и голяма CW мощност. Ако се използва настройваем атенюатор, той трябва да е достатъчно мощен. Ако е неточен, могат да се използват два – първи мощен фиксиран и втори по-маломощен, но прецизен. Друг начин е използване на мощен насочен отклонител с $|C| > 20$ dB и измерване на P_3 в т. 3 на отклоненото рамо. Тогава

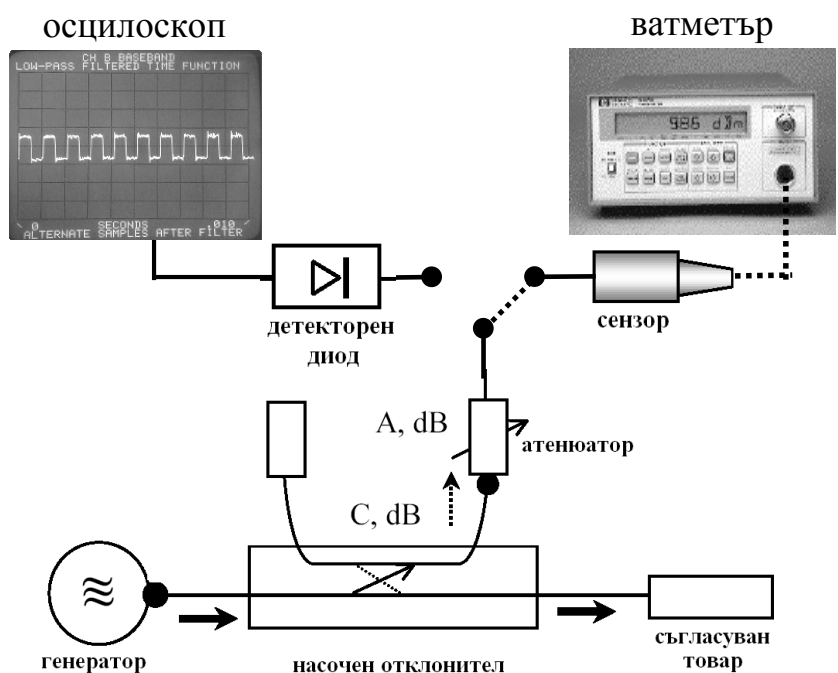
$$P_1, \text{ dBm} = P_3, \text{ dBm} + |C|, \text{ dB} + |A|, \text{ dB}$$

Измерване на импулсна мощност



Ватметър с осцилокопен екран (Е серия)

Импулсните периодични микровълнови сигнали се измерват с обикновени ватметри (най-добре с термодвойков сензор) чрез определяне на средната мощност P_{avr} с обикновен ватметър и на фактора на запълване τ/T след детектиране с детекторен диод (видео детектор) и наблюдаване с осцилоскоп. На схемата горе е показан основният принцип на измерването. Първо с помощта на осцилоскопа се определя ширината на импулса τ и периодът на повторение T . После чрез ватметъра се измерва средната мощност P_{avr} и накрая се изчислява импулсната мощност P_p . Тази процедура е съвместена в един прибор при съвременните двуканални ватметри с използване на Е-тип сензори.

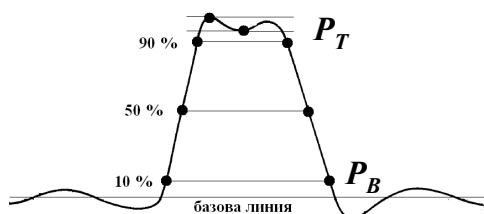


Измерване на пикова мощност (ранни методи)

Исторически необходимост от измерване на пикова мощност P_{peak} се появява с развитието в края на 1930-те години на радарните и навигационни системи. Източниците, мощни клистрони и магнетрони, са типично импулсни устройства с голямо отношение на пиковата към средната мощност. По-важното е, че характеристиките на тези системи зависят именно от пиковата, а не от средната мощност, която дори може да остава постоянна. Най-разпространената техника, макар и не винаги точна, е изчисляване на импулсната мощност чрез измерване на средната и определяне на фактора на запълване (вж. схемата на предната страница)

$$P_p = P_{avr} / \eta_p (\tau_{50\%} / T) \cdot 10^{-(|C|+|A|), dB/10}$$

където η_p е коефициент на формата на импулса. Независимо от последната корекция, този метод остава доста неточен и дори неподходящ за много типове импулси, при които трудно се определя продължителността им и периода на повторение, както и при непостоянно ниво в “платото” или в основата на импулса. Затова по-подходящ е методът на сравнението с CW калибрирана мощност, илюстриран на следващата страница. При него се използват два типа детектори: подходящ видео детектор за формата на импулса и осредняващ сензор за мощност. Видео сигналът се наблюдава с осцилоскоп, но сигналът не е калибриран по мощност.



Това може да стане с външен CW генератор на микро-вълнова мощност. CW мощността се мени стъпаловидно чрез атенюатор и първо се детектира със същия видео детектор (на екрана на осцилоскопа се появява като линия), а след това – с ватметъра. Така всяко CW ниво може да се калибрира по CW мощност, а пиковите нива се определят чрез сравнение със съответните CW нива.

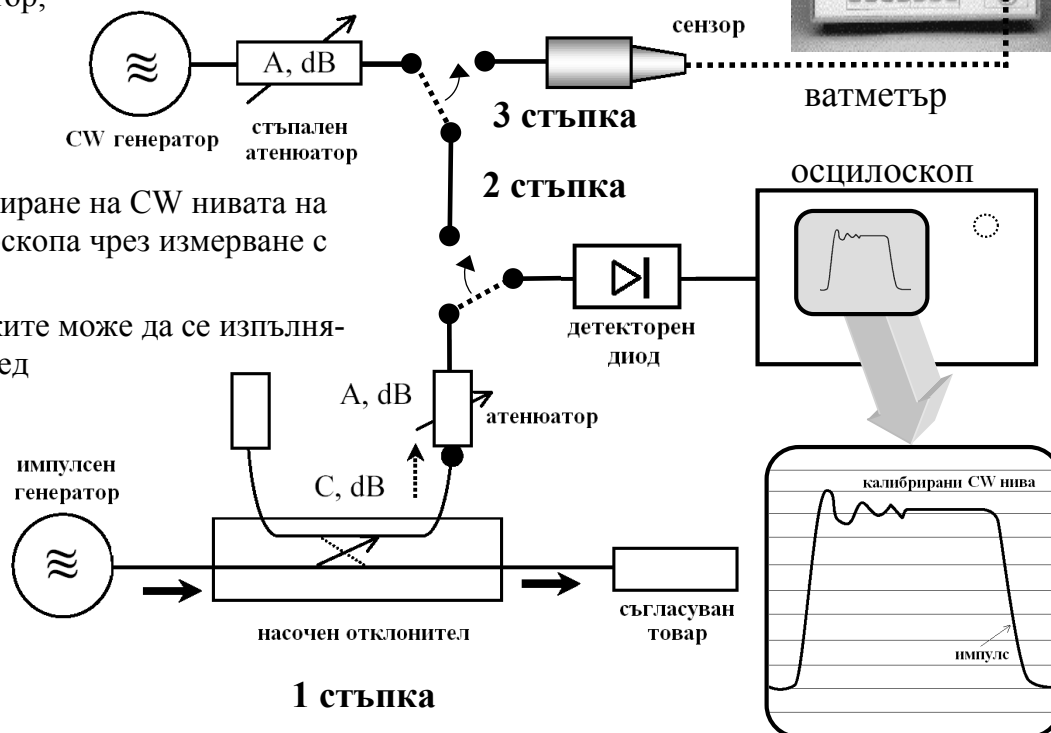
Измерване на пикова мощност чрез сравнение с CW мощност

1 стъпка: Регистрация на импулса на неизвестния сигнал чрез видео детектор и осцилоскоп;

2 стъпка: Създаване на мрежа от постоянни нива по мощност с помощта на CW генератор;

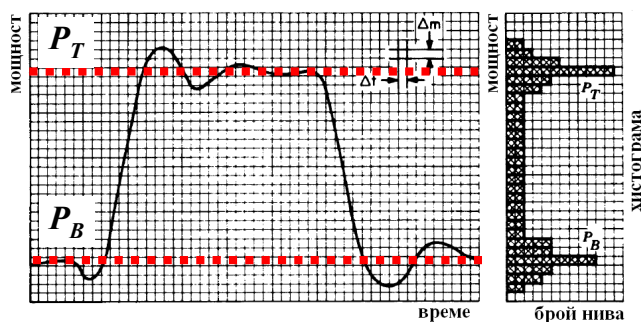
3 стъпка: Калибриране на CW нивата на екрана на осцилоскопа чрез измерване с ватметър

Забележка: стъпките може да се изпълняват и в обратен ред

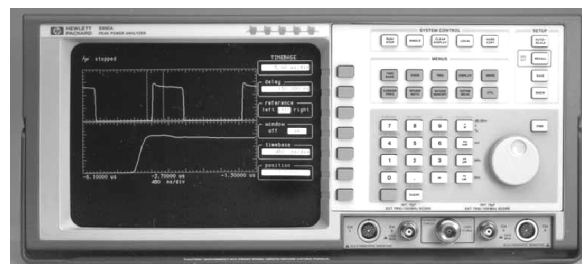


Хистограмен метод за измерване на пикова мощност

Ранните методи за измерване на пикова мощност се базират на планарни PDB детекторни диоди, достатъчно бързи, за да “проследят” формата на импулса, но след задължителна калибровка с помощта на осредняващ (термисторен или термодвойков) сензор. Пример за подобен прибор е HP 8990A (1990). Това е двусензорен анализатор на пикова мощност в обхвата 0.5-40 GHz, с динамичен обхват от -32 dBm до +20 dBm. Приборът принципно е двуканален цифров осцилоскоп и позволява както сравняване на мощности (dB) в двата канала, така и измерване на времето за закъснение на сигнал, което е особено важно при измерване на радарни сигнали. Цифровата форма на сигнала позволява да се извършва проста статистическа обработка на нивата. За пример, стандартът ANSI/IEEE Std. 181-1977 препоръчва за определяне на двете най-важни енергетични нива на импулса да става по хистограмен метод. Това е най-вероятното ниво в “платото” на импулса (top line P_T) и най-вероятното ниво в “основата” му (base line P_B). По време на измерването се натрупва статистика за най-често срещаните нива по мощност в различни части по вълновата форма на импулса, което дава сравнително точна характеристика на формата и нивата в отразения радарен импулс.



HP 8990A анализатор на пикова мощност (500 MHz – 40 GHz)



Необходимост от измерване на сложни импулсни сигнали

Ранните радарни системи се базираха на прости правоъгълни импулси. След 1960 г. новите радарни и навигационни технологии с военни приложения и за контрол на въздушния трафик започнаха да използват все по-сложни импулсни формати и псевдо-случайни импулси с оглед на защита от затихване и с по-добри възможности за получаване на повече информация за неизвестните мишени. Простите измервания на средна мощност и на фактор на запълване на импулсите вече са напълно недостатъчни. Например, системите за контрол на въздушния трафик използват нетрадиционни по форма сигнали като Гаусови импулси, които нямат странични листа и поради това имат по-компактен честотен спектър от правоъгълните с обвивка $\sin x/x$, като така се избягва неизбежното застъпване на спектрите при анализ на сложна летателна обстановка с много обекти.

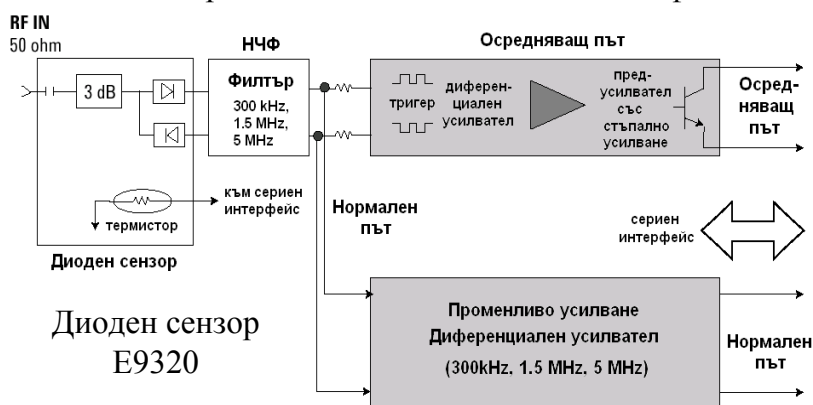
Друг тип сложни сигнали се появиха в съвременните безжични комуникации. Първото усложнение идва от използване на по-висш тип цифрови модуляции (BPSK, QPSK, 8-PSK, 16QAM, 64QAM и пр.), за които са необходими сигнали с по-силно ниво над шума S/N . Още по-софистични по форма импулси се получават при превключване на носещия сигнал в новите технологии за много-потребителски достъп до комуникационните мобилни канали – TDMA, CDMA и комбинации. При TDMA достъпа чрез времеразделяне (например в GSM мрежите) се получават къси импулси с голямо отношение на пикова към средна мощност, което изисква при измерване да се използват сензори с голям динамичен обхват. В EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution) мрежите с пакетно предаване на данни (3 бита на символ) нивото расте с допълнителни 16 dB, с което вероятността за насищане на изходните усилватели на мощност в мобилните и базовите станции се увеличава. При CDMA достъпа сигналите са широколентови и шумо-подобни. Поради статистическия характер на CDMA достъпа сигналите на потребителите се добавят случайно и пиковите нива могат да надвишат 10-30 пъти осредненото ниво на носещата.

Съвременни ватметри за сложни сигнали

Естественото решение за характеризиране на съвременните импулсно-модулирани сигнали и такива с висши цифрови модуляции е технологията на диодните сензори. Понеже диодите се поддават на бърза видео модулация, те лесно могат да детектират модулиращи сигнали и сигнали на обвивката до 5 MHz, което е достатъчно за много съвременни приложения.

Пример за съвременни ватметри са EPM-P серията на Agilent® с повишен динамичен обхват, напр. E4416A/17A (използва сензор E9320; 50 MHz до 6/18 GHz честотен обхват; -65 до +20 dBm обхват по ниво; 300 kHz (TDMA, GSM), 1.5 MHz (CDMA, IS-95) и 5 MHz лента (W-CDMA) по видео сигнал). Тези ватметри позволяват измерване на средна мощност, пикова мощност в ограничени времеинтервали (time-gated peak power) и отношение “пикова-средна” мощност (peak-to-average power ratio).

Блоквата диаграма на сензора E9320 е показана долу. Съдържа два паралелни пътя за усиление на сигнала от диодния датчик (за CW сигнал - само осредняващ път и видео- или нормален път). Двата режима използват един детектор и RF вход. Разликата е в специфичната обработка на сигнала: видео-лента, филтриране, накъсване, разпределено усиление. CW пътят е традиционен. Нормалният път осигурява 3 различни видео-честотни ленти в зависимост от тествания сигнал. Има температурна компенсация на стайната температура (чрез термисторен датчик) и записани собствени данни за сензора в EEPROM паметта му.



Съвременни фамилии сензори на Agilent®

Two-path diode stack sensors

Sensor family	Technology	Max. dynamic range	Frequency range ¹	Power range ¹	Signal type	Max. measurement speed (rdgs/sec)
E-series: average power sensors E9300	Diode-attenuator-diode	80 dB	9 kHz to 18 GHz	-60 to +44 dBm	All signal types unlimited bandwidth	200 (fast mode)
Two path diode stack sensors						
100 mW, -60 to +20 dBm						
100 mW, -60 to +20 dBm						
100 mW, -60 to +20 dBm						
1 W, -50 to +30 dBm						
1 W, -50 to +30 dBm						
25 W, -30 to +44 dBm						
25 W, -30 to +44 dBm						

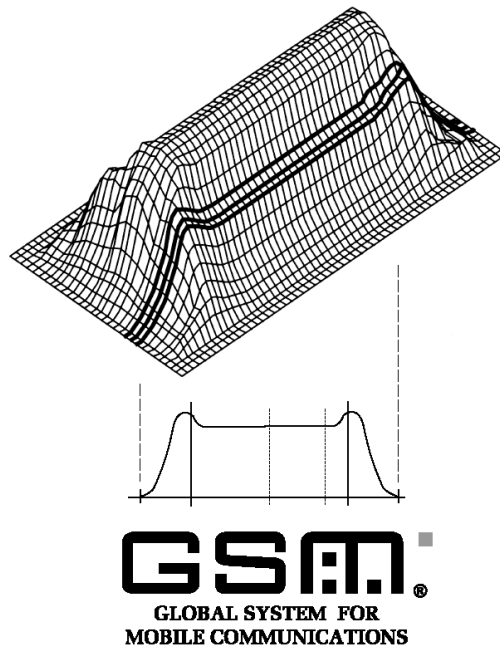
9 kHz 100 kHz 1 MHz 10 50 MHz 100 MHz 500 1 GHz 6 18.0 26.5 33 40 50 GHz

Peak and average sensors

Sensor family	Technology	Max. dynamic range	Frequency range ¹	Power range ¹	Signal type	Max. measurement speed (rdgs/sec)
E9320-series ² E9321/22/23A E9325/26/27A	Single diode pair, two-path	85 dB	50 MHz to 18 GHz	-65 to +20 dBm	CW, avg, peak	Up to 1000
100 mW, Avg. only: -65/60/60 to +20 dBm Normal -50/45/40 to +20 dBm						
100 mW, Avg. only: -65/60/60 to +20 dBm Normal -50/45/40 to +20 dBm						

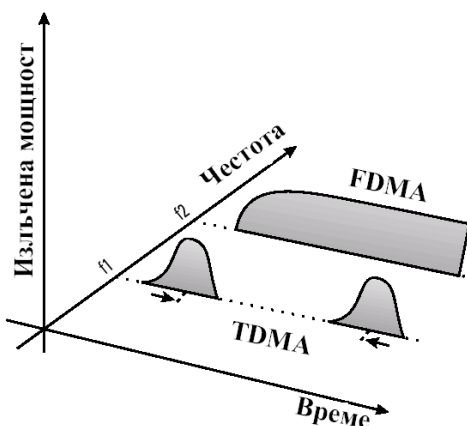
100 kHz 1 MHz 10 50 MHz 100 MHz 500 1 GHz 6 18.0 26.5 33 40 50 GHz

2.5 Пример: Измерване на ниво на мощността на GSM сигнали

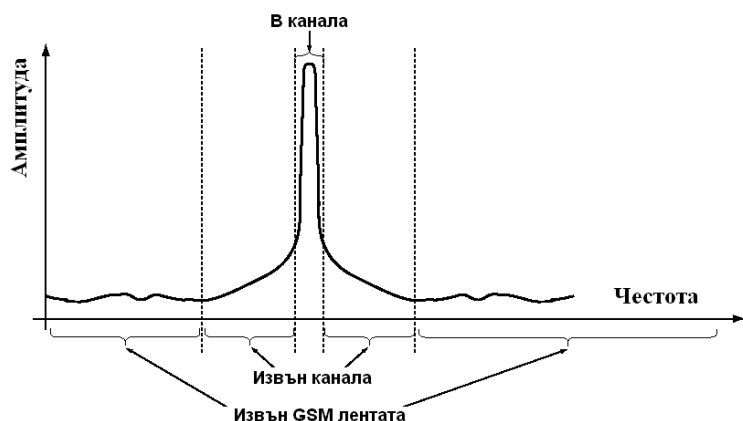


Измервания на нива на сигналите в GSM мрежата

GSM стандартът дефинира своята радио-комуникационна система по такъв начин, че тя работи надеждно само ако всеки елемент от нея се вмества в определени прецизни граници на параметрите си. Поради тази причина, контролните измервания на базовите станции, включително и измерванията на ниво на сигналите, са често срещани и много важни. Освен тук, примери за измерване на GSM сигнали ще бъдат дадени и в други лекции. Достъпът до GSM мрежата за отделните потребители е TDMA, комбиниран с FDMA. Така всеки потребител се включва в честотен канал с ширина 200 kHz за TDMA време-интервал (time slot) = 577 μ s заедно със 7 други потребители. Следователно, измерване на ниво (мощност) на сигнали трябва да се извършва в два режима – по честотния спектър (най-често с помощта на спектроанализатор) и по времеинтервала (с E-тип ватметър).



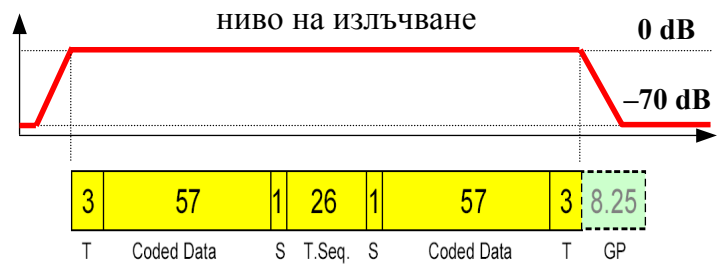
TDMA достъп в GSM мрежата, комбиниран с FDMA достъп



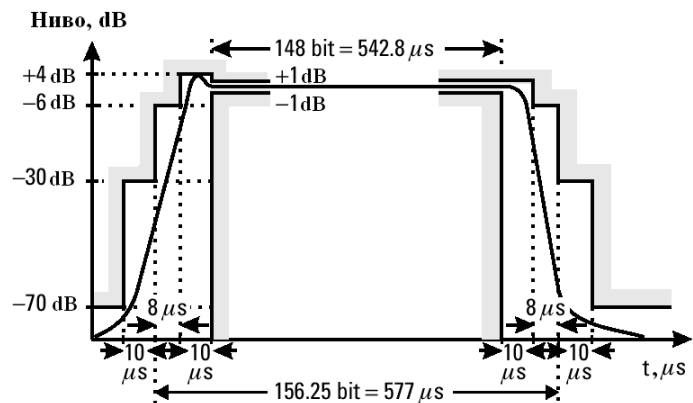
Три вида измервания на GSM сигнал в честотната област: в канала; извън канала и извън честотната лента на GSM

Спецификация на GSM времеинтервала

Пример за структура на нормален GSM времеинтервал (normal burst) е показан в съседство. Той има обща продължителност 577 μs и съдържа 156.25 бита. Всъщност полезна е информацията в 148 бита, всеки с продължителност 3.6928 μs . Разликата от 8.25 бита е т. нар. защитен интервал (GP), използван за изравняване на закъснението на сигнали в мрежата, идващи от много далечни потребители. В този интервал предавателят трябва да е изключен. В периодите на включване и изключване на предавателя се излъчват 2 по 3 ограничаващи бита-опашки (111) (T, tail). Полезната информация (реч или данни) е разделена на две порции по 57 бита (Coded data). Те са разположени от двете страни на тренираща редица от 26 бита (T.Sec.), необходима за оптимална настройка на приемниците. Има още 2 бита-флагове: S = 1 (следва трениращата редица); S = 0 (следва неотложна служебна информация, която отхвърля блок с реч с цел да се предотврати прекъсване)



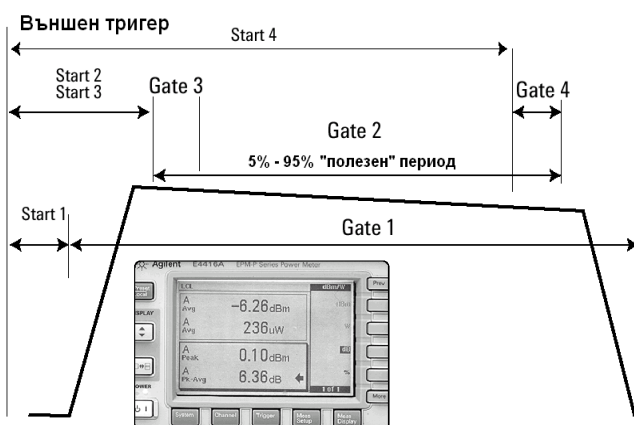
Нормален GSM времеинтервал (normal burst) и изменение на нивото на излъчване, съобразено с него



Спецификация на нивата в нормален GSM времеинтервал

Пример за използване на EPM-P ватметър при измерване на типичен GSM сигнал (normal burst)

Трафикният времеинтервал за всеки потребител в GSM мрежата е 577 μs , като през 542.8 μs от тях се предават 148 бита полезна информация (т. е. предавателят на мобилната станция е включен). За потребителя този процес се повтаря през 8 времеинтервала, т. е. истинският коефициент на запълване е ~ 0.118 (вместо 0.125). Разликата между нивата в on/off състояние на предавателя е ~ 70 dB. Тези параметри определено показват, че измервания на пиковата мощност на GSM сигнал могат да се извършват само с E-тип сензори за мощност. На фигурата е показан пример за измерване на типичен GSM сигнал чрез time-gating техника с E4416A. Използват се 4 времеви прозореца, като във всеки може да се мери както пиковата, така и средната мощност или отношението им. Gate 2 е настроен да дава средната мощност през “полезния” период на GSM burst сигнала. Gate 1 измерва пиковата мощност през целия GSM времеинтервал (най-голяма мигновена мощност). Типични стойности: средно ниво -6.26 dBm, пиково ниво $+0.1$ dBm, отношение 6.36 dB. Пиковото ниво позволява да се оцени насищането. Деграцията на нивото на сигнала в “платото” може да се оцени чрез отношението на средните нива в Gate 3 и Gate 4. Показана е и типична информация на LCD дисплея на ватметъра.



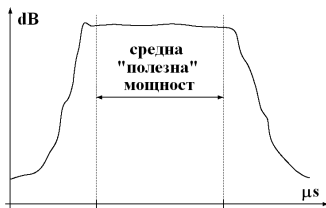
Time-gating измерване на типичен GSM импулс (normal burst) с 4 различни измерителни прозореца (Gate 1, 2, 3, 4) с различно закъснение (Start 1, 2, 3, 4)

Gate 2 е настроен да дава средната мощност през “полезния” период на GSM burst сигнала. Gate 1 измерва пиковата мощност през целия GSM времеинтервал (най-голяма мигновена мощност). Типични стойности: средно ниво -6.26 dBm, пиково ниво $+0.1$ dBm, отношение 6.36 dB. Пиковото ниво позволява да се оцени насищането. Деграцията на нивото на сигнала в “платото” може да се оцени чрез отношението на средните нива в Gate 3 и Gate 4. Показана е и типична информация на LCD дисплея на ватметъра.

Измерване на средна излъчена мощност от базови станции

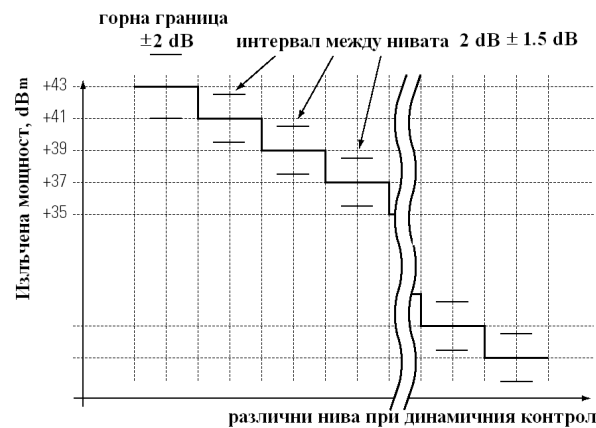
Мобилната и базовата станция комуникират по безжичен път. Предавателите и на двете станции трябва да излъчват достатъчна мощност, за да осигурят качествена връзка при използваната модулация и нивото на загубите в мобилната среда, без обаче да излъчват излишна мощност в канала и извън него, или извън съответния времеинтервал. В същото време, всеки от приемниците трябва да имат достатъчна чувствителност и селективност и да осигури качествено приемане дори при ниско ниво на сигнала.

Излъчената мощност в канала е фундаментална характеристика в GSM стандарта. GSM системите използват динамичен контрол на мощността, за да се осигури подходящо минимално ниво за конкретния случай. Принципът да се поддържа минималното необходимо ниво е много ефективен в GSM мрежата – силно минимизирана интерференция, максимален живот на батериите на мобилните станции и по-малки EMC проблеми. Контролът се реализира както на абсолютно ниво, така и на стъпка между нивата (вж. представената графика).



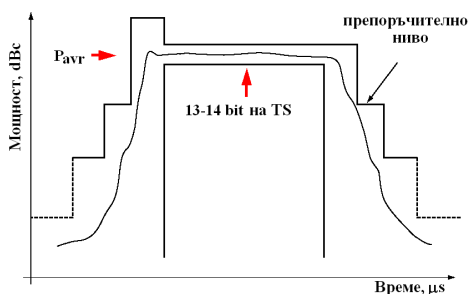
↑ Излъчената мощност се осреднява само в "полезна" част на всеки GSM времеинтервал.

Динамичен контрол на базова станция GSM900-Class 5, нормални условия; типично максимално ниво на носещата +43 dBm, интервал 2 dB ⇒

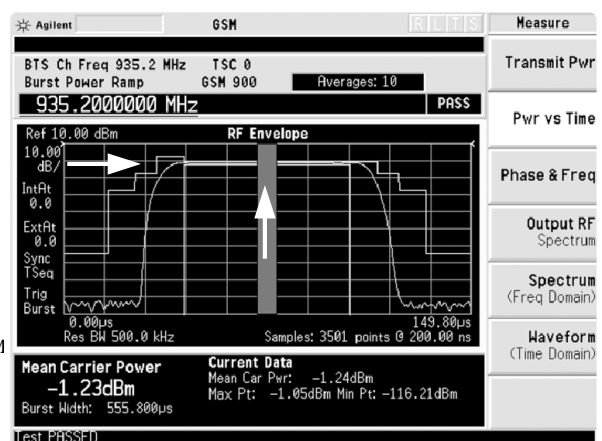


Практически измервания

На практика, за измерване на мощност в GSM системите могат да се ползват различни типове оборудване. В общия случай това са спектроанализатори или ватметри, но има и специализирани устройства. Измервания на мощност могат да се извършват с обикновени ватметри с пикови или термични (осредняващи) детектори, но с внимание. Пиковият детектор грешно ще определи първият пик преди платото като средна мощност, а резултатите от осредняващия сензор ще зависят от формата на импулса. Ето защо има съвременни устройства, които се базират на предварителна демодулация и измерване в "прозорец" (gating). Измерванията на излъчена мощност във времето се извършват най-добре с анализатор с т. нар. "нулева развивка" (вж. фигурата). В хоризонтална посока измерванията се съотнасят към средата на импулса (между бит 13 и 14 на трениращата редица; това може да стане коректно само ако се извърши предварителна демодулация на цифровия сигнал), а във вертикална – към средното ниво на "полезна" интервал на нормалната серия.

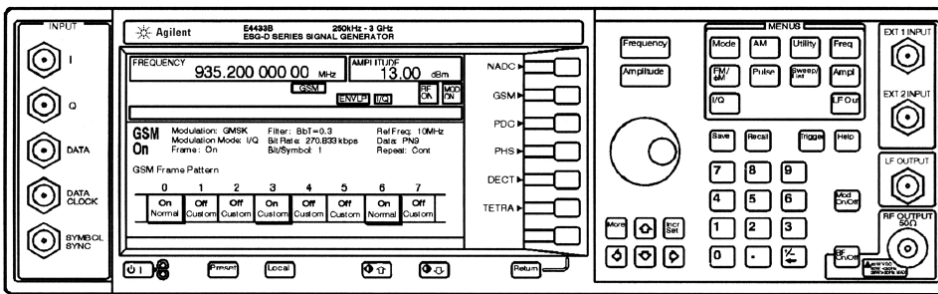


↑ Излъчената средна мощност във времето се отнася към 13-14 бит в трениращата редица на нормалната серия Agilent E4406A векторен сигнален анализатор ⇒



Контрол на нивата на мощността в TDMA времеинтервали

Друг тип измерване на нивото на мощността се налага в отделните времеинтервали на комуникационни системи с TDMA достъп в рамките на един GSM кадър (8 времеинтервала). За целта има специални генератори (вж. фигурата), с които могат да се формират последователни времеинтервали с различна продължителност и ниво на мощността във всеки в широки граници (до -110 dBm) и в различни честотни обхвати 1 – 4 GHz.



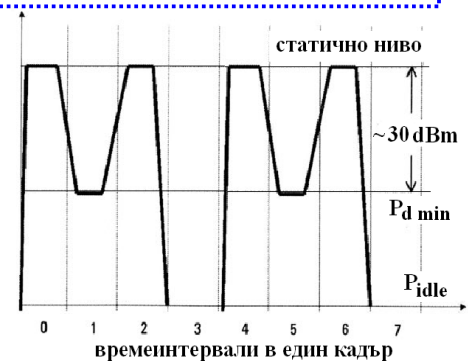
Генератори на сигнали със сложна модулация Agilent ESG-D серия, напр. Agilent E4432B (до 3 GHz) с вградени функции за формиране на стандартни TDMA времеинтервали за повечето съвременни комуникационни системи



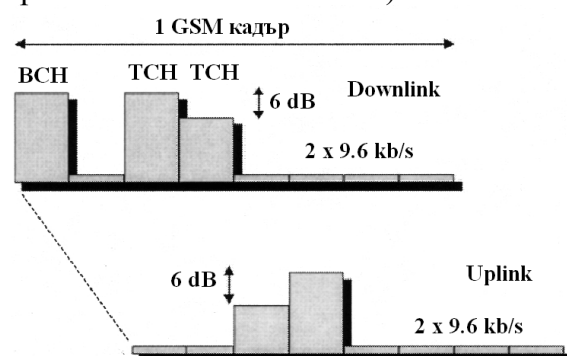
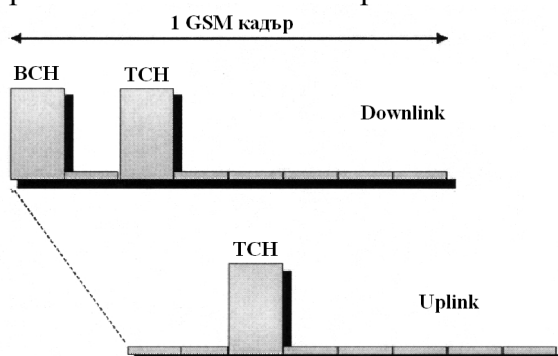
С подобен тип генератори могат да се извършват измервания на нивата в TDMA системи. Напр., най-разпространено е измерването на чувствителност на GSM приемници на мобилни и базови станции. Нивото в даден времеинтервал се избира равно на референтното ниво на чувствителност (напр., -102 dBm), а на съседните с 20 dB по-високо (MS) или 50 dB по-високо (BS). Следи се на какво ниво се появява влошаване на BER на дадения канал под допустимите нива и така може да се оцени чувствителността на приемника на MS или на BS.

Контрол на GSM излъчватели при бързо превключване

GSM излъчвателите - бързо пренастройваеми синтезатори с мощни усилватели PA, могат да генерират паразитни смущения в други честотни обхвати. На фигурата вдясно е показан формиран GSM кадър с различни нива (използва се ESG-D генератор: статично (max), min работно $P_{d min}$ и в изключено състояние P_{idle}). Натоварен с подобен сигнал, мощният усилвател PA се изследва със спектроанализатор за поява на паразитни сигнали в други честотни обхвати вследствие на бързото превключване.

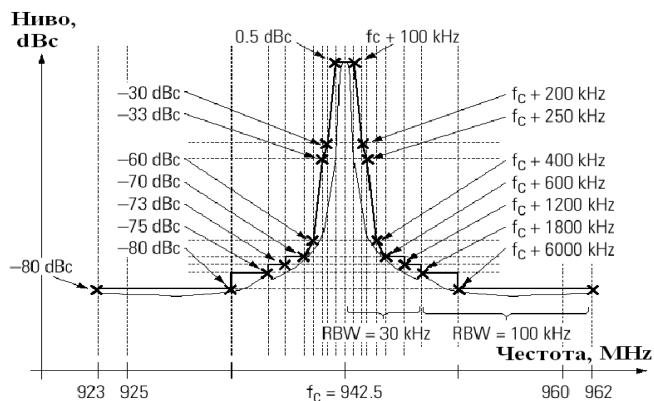


Друг тип измерване е контрол на скоростта на предаване на данни в трафичния канал TCH при различни нива на мощността в GSM кадъра. Типично TCH заема 1 времеинтервал, а скоростта на трансфер за реч е 13 kb/s, а за данни - 2.4 , 2.8 , 9.6 и 14.4 kb/s. Когато се използват 2 съседни интервала дори при различни нива (до 6 dB разлика), може да се постигне скорост 19.2 или 28.8 kb/s в режим HSCSD (High Speed Circuit Switched Data).

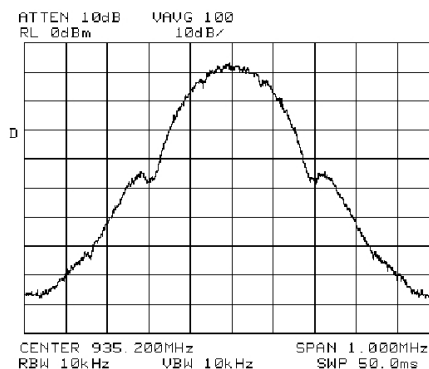


Спектрални измервания на ниво

Измерванията на ниво на мощността на излъчване по честотната лента и извън нея са свързани главно с вероятната интерференция. Тези измервания изискват широк динамичен обхват на сензора при отместване спрямо носещата на повече от 600 kHz. Измерванията на спектралните нива на излъчената мощност се извършват в статичен режим (в идеални условия на, без влияние на многолъчевостта на разпространявания се сигнал). Това означава, че измерванията се извършват от близко разстояние, или измерителното устройство се свързва директно към излъчващата станция (Tx изхода). Влиянието на многолъчевостта по-често се симулира с помощта на специален софтуер, по-рядко се мери.



Ограничения на нивата по честотната скала (единичен канал = 200 kHz) за нормална базова и мобилна станции

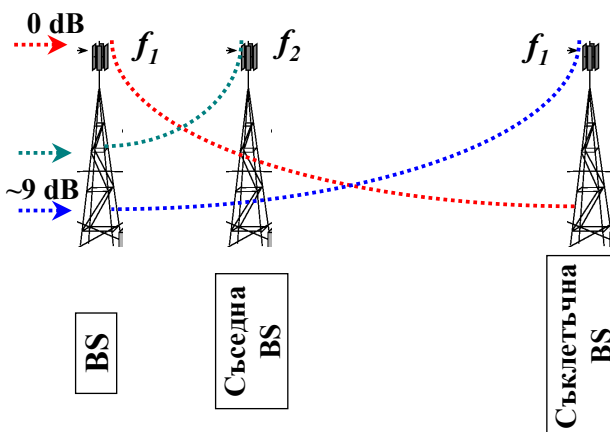


Измервания със спектроанализатор

Интерференчни нива от съклетки или от съседни клетки

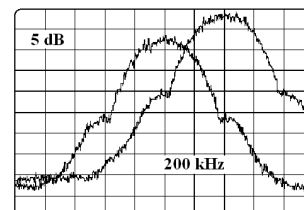
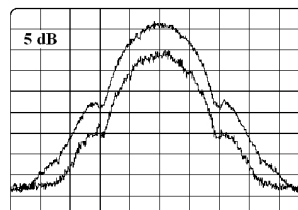
Много важни за работата на клетъчната GSM мрежа са измерванията на нива в дадена клетка, идващи от предаватели в други клетки. ETSI специфицира два типа измервания от този вид, при които предварително трябва да се извърши демодулация и декодиране:

- *Измерване на съклетъчно ниво.* Сравняват се два сигнала – единият излъчен от собствената базова станция на дадена клетка, а другият – от базова станция в съклетка, която използва същата носеща честота. Очакваното ниво от собствената базова станция трябва да е с поне 9 dB над интерференчното ниво от съклетката (>18-20 dB при аналогови мрежи);
- *Измерване на ниво от съседна клетка.* Това отново са два сигнала – единият от базовата станция на дадената клетка на дадена носеща честота, а другият – от базовата станция на съседна клетка, но сега отместен на 200 kHz от носещата на първия. Този интерференчен сигнал (в своя max) може да е 9 dB над очаквания (тестът се повтаря на 400 kHz: сега интерференчният сигнал може да е с цели 41 dB над очаквания).



Съклетъчни нива:
очаквано ниво -84 dBm
интерференчно ниво -95 dBm

Нива от съседна клетка:
очаквано ниво -84 dBm
интерференчно ниво -75 dBm/200 kHz



Спектрални измервания на нива от базови станции на съклетки (на една честота) и на нива от съседни клетки (на различни, но близки честоти +200 kHz)