

$|\Delta NSA_{SAC}| > 4dB$  – i co dalej?

**Streszczenie.** Pojęcie tłumienia środowiska jest rozszerzeniem na zjawiska polowe pojęcia tłumienia używanego w teorii obwodów. Zależy ono od anten użytych do jego pomiaru i dlatego nie może być wykorzystywane jako obiektywny wskaźnik przydatności komór częściowo bezodbiornych oraz poligonów pomiarowych do badań emisji promieniowanej. Za taki wskaźnik przyjęto w dokumencie CISPR 16-1-4 znormalizowane tłumienie środowiska *normalized site attenuation NSA*. Normalizacja ta zasadza się na takiej modyfikacji tłumienia środowiska, aby usunąć z niego zależność od użytych anten. Na przykładzie „pomiarów” tłumienia środowiska zestawem anten izotropowych i dipoli Hertza pokazano w artykule, że taka ekstrakcja jest możliwa. Pomiarów takich nie da się przeprowadzić, natomiast tłumienie pomierzone innym zestawem anten da się przeliczyć na wartości tłumienia jakie uzyskaliby się z wykorzystaniem anten izotropowych lub dipoli Hertza. Kryterium przydatności komór do badań jest odchyłka NSA od wartości teoretycznej o mniej niż  $\pm 4dB$ . Artykuł pokazuje też jak obliczać teoretyczną wartość NSA. Komór w których  $|\Delta NSA_{SAC}| > 4dB$  można używać do badań jeśli pomierzy się dla nich współczynnik komory *chamber factor CF* oraz współczynnik szarości *gray factor GF*. Według terminologii statystyki matematycznej pierwszy ze współczynników jest wartością oczekiwaną i można go użyć jako poprawki, drugi jest błędem granicznym do wykorzystania w bilansie niepewności pomiaru.

**Abstract.** The term *site attenuation* is used in the theory of electromagnetic fields as extension of the term *attenuation* well known in the circuit theory. The *site attenuation* depends on the antennas' set it is measured with. Therefore it is not an objective indicator in evaluation of the test sites such as *semi anechoic chambers SAC* and *open area test sites OATS*, intended for testing of radiated interference. The so called *normalized site attenuation NSA* is defined as such indicator CISPR 16-1-4. This is the *site attenuation* after extraction of dependence on antennas' parameters. With the *site attenuation "measured"* with the isotropic antennas and Hertz dipoles the independence of the NSA from the antennas parameters is confirmed in the paper. Moreover the formulas derived here give the hints for calculation of the theoretical NSA, that is the reference by the evaluation of the test sites. The test site is conform with the requirements of CISPR 16-1-4 if the measured NSA does not deviate about more than  $\pm 4dB$  from the theoretical one. Chambers with  $|\Delta NSA_{SAC}| > 4dB$  can still be used for testing, provide they have the *chamber factor CF* and the *gray factor GF* measured. In the terminology of the mathematical statistics the first one is the expected value and can be used for correction. The second is the maximal error and can be used in the measurement uncertainty budget.  $|\Delta NSA_{SAC}| > 4dB$  – and what's next? ( $|\Delta NSA_{SAC}| > 4dB$  and what next?)

**Słowa kluczowe:** znormalizowane tłumienie środowiska, dipol Hertza, współczynnik komory, współczynnik szarości.

**Keywords:** normalized site attenuation, Hertz dipole, chamber factor, gray factor.

doi:10.12915/pe.2014.07.02

## Wstęp

Za środowisko odniesienia w weryfikacji komór częściowo bezodbiornych *semi anechoic chamber SAC* oraz poligonów pomiarowych *open area test site OATS* do badań emisji promieniowanej pola elektrycznego w przedziale częstotliwości od  $30MHz$  do  $1GHz$  przyjęto wyidealizowany poligon pomiarowy, którym jest półnieskończona próżnia z doskonale przewodzącą płaszczyzną, a za wielkość odniesienia przyjęto znormalizowane tłumienie stanowiska pomiarowego *normalized site attenuation NSA*<sup>1</sup>. Jest to część tłumienia środowiska niezależna od użytych anten. Rozważania z użyciem zestawu wyidealizowanych anten izotropowych lub dipoli Hertza ilustrują możliwość takiej ekstrakcji.

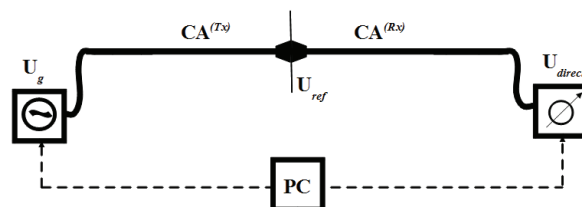
Pomierzone NSA porównuje się z wartością teoretyczną [3], [8]. Dokument [3] dopuszcza do pomiaru emisji promieniowanej komory, w których odchyłka NSA od wartości teoretycznej jest mniejsza niż  $\pm 4dB$ . Bywają komory, zwłaszcza starszego typu, w których ten warunek nie jest spełniony. Wynika to z faktu, że w przeszłości nie było materiałów tłumiących skutecznie pole magnetyczne dla małych częstotliwości, począwszy od  $30MHz$ . Komorę, w której NSA w przedziale częstotliwości od  $30MHz$  do  $200MHz$  odbiega od teoretycznej wartości o nie więcej niż  $\pm 12dB$ , można stosować do badań, po pomiarzeniu dla niej współczynnika komory *CF chamber factor* oraz współczynnika szarości *GF gray factor*, o których jest mowa w [4] oraz [7].

Duża odchyłka NSA od wartości teoretycznej świadczy o tym, że warunki środowiska przestrzeni pomiarowej są dalekie od warunków przestrzeni otwartej, czyli od warunków strefy dalekiej pola. Wówczas antena pomiarowa (odbiorcza) znajduje się w strefie bliskiej pola wytworzonego przez EUT.

<sup>1</sup>W artykule podawane są terminy angielskie i ich polskie odpowiedniki według [6].

## Znormalizowane tłumienie stanowiska pomiarowego NSA

Komorę częściowo bezodbiorną lub poligon pomiarowy z antenami do pomiaru NSA: nadawczą  $T_x$  oraz odbiorczą  $R_x$  można uznać za czwórnik, którego bramą wejściową jest przyłączy anteny nadawczej, a wyjściową przyłączy anteny odbiorczej. Tłumienie takiego czwornika nazywa się tłumieniem środowiska pomiarowego SA.



Rys. 1. Pierwszy krok w pomiarze NSA.

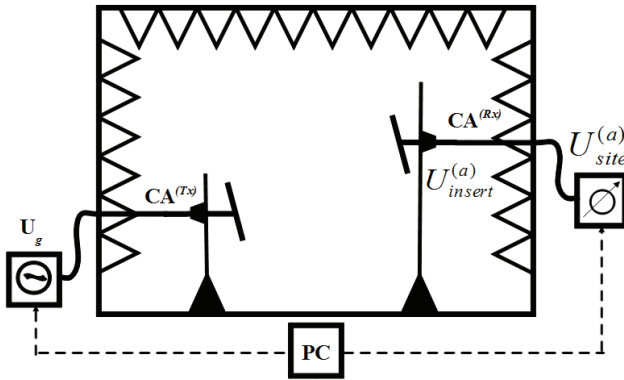
Do pomiaru SA trzeba użyć generatora sygnału sinusoidalnego, którego napięcie wyjściowe oznaczmy  $U_g$ , kabla anteny nadawczej z tłumieniem  $CA^{(Tx)}$ , kabla anteny odbiorczej o tłumieniu  $CA^{(Rx)}$  oraz miernika sygnału. Pomiaru tłumienia trzeba dokonać w dwu krokach. W pierwszym trzeba wyznaczyć napięcie odniesienia  $U_{ref}$  w miejscu przyłączenia anteny odbiorczej bez włączonego czwornika, czyli kiedy kable połączone są bezpośrednio, jak na Rys.1. Napięcie to można obliczyć ze wskazania miernika  $U_{direct}$ . W skali decybelowej wyraża się ono wzorem

$$(1) \quad U_{ref} = U_{direct} + CA^{(Rx)}.$$

Następnie trzeba zamontować anteny i utrzymując ten sam sygnał  $U_g$  generatora co w kroku pierwszym, wyznaczyć napięcie  $U_{insert}^{(a)}$  na przyłączy anteny odbiorczej, jak na Rys.2. Napięcie to można obliczyć ze wskazania miernika  $U_{site}^{(a)}$ . W skali decybelowej wyraża się ono wzorem

$$(2) \quad U_{insert}^{(a)} = U_{site}^{(a)} + CA^{(Rx)}.$$

Zgodnie z definicją tłumienia [9], odjęcie od siebie równań (1) i (2) daje tłumienie środowiska  $SA^{(a)}$



Rys. 2. Drugi krok w pomiarze NSA.

$$(3) \quad SA^{(a)} = U_{ref} - U_{insert}^{(a)} = U_{direct} - U_{site}^{(a)}.$$

Tłumienie to<sup>2</sup> nie zależy od tłumienia żadnego z kabli, natomiast zależy od użytych anten<sup>3</sup>. Dlatego nie jest ono przydatne w ocenie jakości stanowisk pomiarowych. Tylko tłumienie środowiska zmodyfikowane tak, aby było niezależne od parametrów użytych anten może posłużyć za weryfikator. W dokumencie [3] nazwano je znormalizowanym. Wyraża się ono wzorem

$$(4) \quad NSA = U_{direct} - U_{site}^{(a)} - AF^{(Tx)} - AF^{(Rx)}.$$

Jednostką  $NSA$  w skali decybelowej jest  $[dB(m^2)]$ .

To, że  $NSA$  wyrażone wzorem (4) nie zależy od parametrów anten, można wykazać na przykładzie anten izotropowych i dipoli Hertza. Ponadto wyrażenie  $NSA$  za pomocą wzorów opisujących te anteny jest odpowiedzią na pytanie: jak obliczać jego teoretyczną wartość?

Antena izotropowa oraz dipol Hertza, to pojęcia abstrakcyjne. Nie da się ich zbudować, ale tłumienie środowiska, wyrażone wzorem (3) da się przeliczyć na tłumienie,

$$(5) \quad \begin{aligned} SA^{(i)} &= U_{direct} - U_{site}^{(i)}, \\ SA^{(d)} &= U_{direct} - U_{site}^{(d)}, \end{aligned}$$

jakie uzyskałoby się z ich wykorzystaniem.

W przeliczeniu tym trzeba się posłużyć pojęciami: zysku energetycznego anteny, zwanego również zyskiem anteny *antenna gain* względem anteny izotropowej  $G_i$  lub dipola Hertza  $G_d$ , powierzchni skutecznej anteny  $A_e$  *antenna's effective aperture (area)* oraz współczynnika anteny  $AF$  *antenna factor* [5], [10], które są zaprezentowane w dodatku.

W celu wyznaczenia zależności między współczynnikiem anteny  $AF$ , a zyskiem względem anteny izotropowej

<sup>2</sup>Zwróćmy uwagę, że wzór (3) wyraża tłumienie pod warunkiem, że generator, miernik sygnału oraz kable są dopasowane do impedancji odniesienia, którą jest zwykle rezystancja  $50\Omega$ . Tylko wtedy  $SA$  nie zależy od niedopasowania impedancyjnego na wejściach anten. W przeciwnym wypadku wzór (3) wyraża stratę wtrąceniową [9] środowiska, która jest funkcją odbić od impedancji wejściowych obu anten.

<sup>3</sup>Anteny są wnętrzem czwórnik. Możliwość przetworzenia sygnału prowadzonego kablem na pole wypromieniowane w przestrzeni, w przypadku anteny nadawczej oraz przetworzenia pola w przestrzeni na pole prowadzone kablem do miernika w przypadku anteny odbiorczej są indywidualnymi cechami anten, determinującymi mierzone tłumienie środowiska. Stąd górny indeks  $(a)$  w symbolu tłumienia.

$G_i$  wyobraźmy sobie antenę odbiorczą umieszczoną w jednorodnym polu o module natężenia pola elektrycznego  $E$ , dopasowaną polaryzacyjnie do pola<sup>4</sup>. Moc wydzieloną na dopasowanym obciążeniu  $Z_o$  tej anteny można wyrazić zależnością  $U_o^2/Z_o$ . Z drugiej strony jest to moc przechwycona przez antenę, a więc iloczyn modułu wektora Poyntinga, powierzchni skutecznej anteny izotropowej oraz zysku anteny

$$(6) \quad \frac{U_o^2}{Z_o} = \frac{E^2}{Z_c} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G_i,$$

po przekształceniach

$$(7) \quad \left(\frac{E}{U_o}\right)^2 = AF^2 = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot \frac{Z_c}{Z_o} \cdot \frac{1}{G_i},$$

ostatecznie

$$(8) \quad G_i = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot \frac{Z_c}{Z_o} \cdot \frac{1}{AF^2}.$$

Do dalszych rozważań przydatna będzie następująca postać wzoru (8) oraz jego modyfikacji wzorem (23) dla próżni, w której  $Z_c = 120\pi\Omega$  oraz dopasowanego obciążenia  $Z_o = 50\Omega$

$$(9) \quad \begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{G_i}} &= \frac{\lambda[m]}{9,73} \cdot AF[1/m], \\ \frac{1}{\sqrt{G_d}} &= \frac{\lambda[m]}{7,60} \cdot AF[1/m]. \end{aligned}$$

Gdyby do pomiaru tłumienia środowiska komory użył zestawu anten izotropowych, to wygenerowane przez antenę nadawczą natężenie pola w strefie dalekiej, zgodnie ze wzorem (21) byłoby  $\sqrt{G_i^{(Tx)}}$  razy mniejsze. Ponadto, z tego pola antena odbiorcza byłaby w stanie przechwytać  $G_i^{(Rx)}$  razy mniej mocy, zgodnie z definicją zysku anteny. Ostatecznie, napięcie pomierzone miernikiem  $U_{site}^{(i)}$  byłoby  $\sqrt{G_i^{(Tx)}} \cdot \sqrt{G_i^{(Rx)}}$  razy mniejsze

$$(10) \quad U_{site}^{(i)} = U_{site}^{(a)} \cdot \frac{1}{\sqrt{G_i^{(Tx)}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{G_i^{(Rx)}}}.$$

Korzystając ze wzorów (9) otrzymujemy

$$(11) \quad U_{site}^{(i)} = U_{site}^{(a)} \cdot AF^{(Tx)} \cdot AF^{(Rx)} \cdot \left(\frac{\lambda}{9,73}\right)^2,$$

$$(12) \quad U_{site}^{(d)} = U_{site}^{(a)} \cdot AF^{(Tx)} \cdot AF^{(Rx)} \cdot \left(\frac{\lambda}{7,60}\right)^2,$$

lub w skali decybelowej

$$(13) \quad \begin{aligned} U_{site}^{(i)} &= \\ &= U_{site}^{(a)} + AF^{(Tx)} + AF^{(Rx)} + 40 \log\left(\frac{\lambda}{9,73}\right), \end{aligned}$$

$$(14) \quad \begin{aligned} U_{site}^{(d)} &= \\ &= U_{site}^{(a)} + AF^{(Tx)} + AF^{(Rx)} + 40 \log\left(\frac{\lambda}{7,60}\right). \end{aligned}$$

<sup>4</sup>Dopasowanie polaryzacyjne oznacza takie ustawienie anteny w stosunku do pola, w którym napięcie zaindukowane w antenie jest największe. W przypadku anteny dipolowej oznacza to ustawienie ramion anteny równolegle do linii natężenia pola elektrycznego.

Wstawiając wzór (13) oraz (14) do wzorów (5) otrzymujemy wzory na tłumienie środowiska mierzone antenami izotropowymi lub dipolami Hertza

$$(15) \quad SA^{(i)} = U_{direct} - U_{site}^{(a)} - AF^{(Tx)} - AF^{(Rx)} - 40 \log \left( \frac{\lambda}{9,73} \right),$$

$$(16) \quad SA^{(d)} = U_{direct} - U_{site}^{(a)} - AF^{(Tx)} - AF^{(Rx)} - 40 \log \left( \frac{\lambda}{7,60} \right).$$

Porównanie wzoru (15) oraz (16) ze wzorem (4) prowadzi do wniosku, że w obu przypadkach tłumienie środowiska składa się z tłumienia znormalizowanego  $NSA$  oraz składnika zależnego od użytych anten<sup>5</sup>. Wzór

$$(17) \quad NSA = SA^{(i)} + 40 \log \left( \frac{\lambda}{9,73} \right) = SA^{(d)} + 40 \log \left( \frac{\lambda}{7,60} \right)$$

określa jak należy obliczać wartość teoretyczną  $NSA$ .

W drugim kroku pomiaru tłumienia środowiska ustawia się antenę nadawczą w miejscu przewidzianym dla  $EUT$  w czasie badań oraz antenę odbiorczą w miejscu przewidzianym dla anteny odbiorczej w czasie badań. Utrzymując stałą wysokość anteny nadawczej zmienia się wysokość ustawienia anteny odbiorczej w przedziale od 1m do 4m i rejestruje największe wskazanie miernika  $U_{site}^{(a)}$ .

Pomiaru dokonuje się antenami dwustożkowymi, szerokopasmowymi lub antenami dipolowymi ze zmienną długością dipola, dla dwu polaryzacji – pionowej i poziomej. Anteny muszą być dopasowane polaryzacyjnie. Przy weryfikacji trzymetrowego stanowiska pomiarowego dla polaryzacji poziomej przy użyciu anten dipolowych ze zmienną długością dipoli, wzór(4) należy skorygować współczynnikiem stabilaryzowanym w [3].

Dla stanowiska pomiarowego w przestrzeni otwartej pomiaru  $NSA$  dokonuje się tylko dla jednego kierunku.

$NSA$  w komorze częściowo bezodbiciowej weryfikuje się dla przestrzeni, w której w trakcie badań umieszczane jest  $EUT$ . Zwykle antenę nadawczą umieszcza się w pięciu punktach wyznaczających skrajnię  $EUT$ , przez co rozumie się zarys w kształcie cylindra, poza który nie wystają żadne elementy  $EUT$ , włączając w to przyłączone przewody.

Zgodnie z dokumentem [3] stanowisko pomiarowe w komorze częściowo bezodbiciowej bądź poligon pomiarowy nadają się do pomiaru emisji promieniowanej jeśli  $NSA$  pomierzone nie odbiega od teoretycznej wartości o więcej niż  $\pm 4dB$  ( $|\Delta NSA| \leq 4dB$ ). Rozbieżności tej, zgodnie z [3] nie można użyć jako współczynnika korekcji pomiaru, lecz należy uwzględnić w bilansie niepewności jako błąd graniczny.

Dominującymi źródłami niepewności pomiaru występującymi we wzorze (4) są niepewności wyznaczania współczynnika anteny nadawczej  $AF^{(Tx)}$  oraz odbiorczej  $AF^{(Rx)}$ .

### Współczynnik komory i współczynnik szarości

W komorach z 3m stanowiskiem pomiarowym, w dolnym zakresie częstotliwości począwszy od 30MHz, antena pomiarowa znajduje się w sterfie bliskiej pola wytworzonego

<sup>5</sup>Te składniki w skali liniowej są czynnikami  $\left(\frac{\lambda}{9,73}\right)^2$  dla anten izotropowych oraz  $\left(\frac{\lambda}{7,60}\right)^2$  dla dipoli Hertza.

przez  $EUT$ .  $NSA$  mierzy się antenami pola elektrycznego. W strefie bliskiej pola  $NSA$  nie daje żadnej informacji o polu magnetycznym. Taką informację dają współczynnik komory oraz szarości.

W celu wyznaczenia współczynnika komory, mierzy się pole elektryczne w obrębie skrajni  $EUT$ , podobnie jak przy wyznaczaniu  $NSA$ , z czterema zasadniczymi różnicami:

- źródłem pola jest szerokopasmowy generator grzebieniowy (*comb generator*), a nie generator sinusoidalny,
- jako anteny nadawczej używa się oprócz elektrycznej anteny dipolowej, anteny pętlowej będącej anteną magnetyczną,
- odniesieniem pomiaru jest rzeczywiście, dobrej jakości poligon pomiarowy  $OATS$ , a nie zależności teoretyczne,
- anteną odbiorczą jest szerokopasmowa antena elektryczna.

Dla każdego punktu ustawienia anteny nadawczej, dla obu polaryzacji anten oraz obu rodzajów anteny nadawczej mierzy się anteną odbiorczą natężenie pola elektrycznego  $E_C$  w komorze. Następnie oblicza się współczynnik dewiacji komory *chamber deviation factor*  $DF$

$$(18) \quad DF[dB] = E_{OATS} \left[ dB \left( \frac{\mu V}{m} \right) \right] - E_C \left[ dB \left( \frac{\mu V}{m} \right) \right],$$

w którym  $E_{OATS}$  jest natężeniem pola elektrycznego, pomierzonym w tych samych warunkach na poligonie odniesienia.

Jeżeli weryfikacji pola dokonuje się w pięciu punktach, to trzeba wyznaczyć 20 współczynników dewiacji  $DF$ , które są funkcją częstotliwości. Następnie oddzielnie dla każdej polaryzacji wyznacza się obwiednię górną i dolną współczynników dewiacji  $DF$  komory.

Współczynnik komory  $CF$  definiuje się dla każdej częstotliwości i polaryzacji jako średnią arytmetyczną obwiedni górnej i dolnej dewiacji komory. Współczynnik szarości komory  $GF$  definiuje się dla każdej częstotliwości i polaryzacji jako różnicę między współczynnikiem komory  $CF$ , a górną lub dolną obwiednią współczynników dewiacji  $DF$  komory.

Dokument [4] przewiduje dwa sposoby uwzględnienia współczynnika komory  $CF$ . Potraktowanie go jako wartości oczekiwanej i uwzględnienie jako poprawki w pomiarach<sup>6</sup> lub wyznaczenie dla każdej częstotliwości i polaryzacji najgorszej z możliwych wartości współczynnika komory  $CF_{wc}$  *worst case* według wzoru

$$(19) \quad CF_{wc}[dB] = CF[dB] + GF[dB]$$

i użycie go jako poprawki. Wykorzystanie najgorszej z możliwych wartości współczynnika komory  $CF_{wc}$  penalizuje pomiar emisji  $EUT$ , ale daje gwarancję, że wartości pomierzone w komorze spełniającej wymagania dokumentu [3] na pewno nie będą większe.

Współczynnika szarości  $GF$  używa się jako błędu granicznego, przypisując mu rozkład prostokątny, jako że istnieje jednakowe prawdopodobieństwo, że prawdziwa wartość mierzonego natężenia pola znajduje się w jednym z punktów między obwiedniami.

Aby komory można było używać do pomiarów, współczynnik komory  $CF$  musi spełniać warunek  $|CF| < 10dB$ , a współczynnik szarości komory  $GF$  – warunek  $GF < 5dB$ .

<sup>6</sup> $CF$  dla pewnych częstotliwości może przyjmować w skali decybelowej wartości ujemne, co oznacza zawyżoną wartość pomiaru w stosunku do komory spełniającej wymogi dokumentu [3].

## Wnioski

Wyprowadzone w artykule wzory na znormalizowane tłumienie środowiska pomiarowego wyjaśniają pochodzenie przymiotnika „znormalizowany”. Normalizacja polega na takiej modyfikacji pomierzonego tłumienia środowiska, aby usunąć z niego zależność od użytych anten. Ponadto wyprowadzone wzory są wskazówką, jak obliczać teoretyczną wartość znormalizowanego tłumienia.

Komór częściowo bezodbiciowych, nie spełniających warunku  $|\Delta N S A_{SAC}| \leq 4dB$ , można mimo tego używać do pomiarów emisji promieniowanej. W tym celu trzeba pomierzyć współczynnik komory  $CF$  oraz współczynnik szarości  $GF$ . Pierwszy z nich wykorzystuje się w pomiarach emisji  $EUT$  jako poprawkę, drugi jako błąd graniczny.

## Dodatki

### Gęstość promieniowania

Gęstość promieniowania  $U(\Omega)$  radiation intensity jest to gęstość mocy promieniowanej przez antenę na jednostkę kąta bryłowego  $\Omega$ . Wyraża się ją w  $[W/steradian]$ <sup>7</sup>.

Całka z gęstości promieniowania  $U(\Omega)$  po pełnym kącie bryłowym  $4\pi$  obejmującym antenę, jest mocą  $P_{rad}$  wypromieniowaną przez antenę

$$(20) \quad P_{rad} = \int_{4\pi} U(\Omega) d\Omega.$$

### Zysk (energetyczny) anteny

Zysk (energetyczny) anteny to stosunek maksymalnej wartości gęstości promieniowania anteny rzeczywistej  $U_{max}^{(a)}$  w strefie dalekiej do gęstości promieniowania w strefie dalekiej bezstratnej anteny izotropowej, jeśli w obu przypadkach moc dostępna na zaciskach anten<sup>8</sup> jest taka sama<sup>9</sup>.

Wyrażenie gęstości mocy wektorem Poyntinga [10] oraz wykorzystanie zależności między modułami wektorów pola  $E$  i  $H$  w strefie dalekiej daje związek między zyskiem anteny i modułami natężenia pola elektrycznego  $E^{(a)}$ ,  $E^{(i)}$  anten

$$(21) \quad G_i = \left[ \frac{E^{(a)}}{E^{(i)}} \right]^2,$$

lub w skali logarytmicznej

$$(22) \quad G_{dBi} = 10 \log(G_i) = 20 \log \left[ \frac{E^{(a)}}{E^{(i)}} \right].$$

Indeksów  $i$ ,  $dBi$  używa się dla zaznaczenia, że wielkością odniesienia jest antena izotropowa.

Używa się również pojęcia zysku energetycznego anteny odniesionego do dipola Hertza –  $G_d$ . Zależności między  $G_i$  i  $G_d$  w skali liniowej oraz decybelowej wynoszą [10]

$$(23) \quad \begin{aligned} G_i &= 1,64 \cdot G_d, \\ G_{dBi} &= 2,15 + G_{dBd}. \end{aligned}$$

<sup>7</sup>Nie należy jej mylić z powierzchniową gęstością mocy *surface power density*, którą można wyrazić wektorem Poyntinga  $S(\Omega, r)$  i której jednostką jest  $[W/m^2]$ . W strefie dalekiej, w odległości  $r$  od anteny związek między obiema gęstościami można wyrazić następująco  $U(\Omega) = S(\Omega, r) \cdot r^2$

<sup>8</sup>Jest to moc, którą antena jest zasilana, a więc różnica mocy padającej i odbitej.

<sup>9</sup>Antena izotropowa promieniuje we wszystkich kierunkach z taką samą gęstością. Tak więc jej gęstość promieniowania jest stała i wyraża się wzorem  $U^{(i)} = P_{rad}^{(i)}/4\pi$ . Ponieważ antena izotropowa jest bezstratna, moc wypromieniowana przez nią  $P_{rad}^{(i)}$  jest tożsama z mocą dostępną na zaciskach. W przypadku anteny rzeczywistej, między mocą dostępną na zaciskach, a mocą wypromieniowaną istnieje różnica wynikająca ze strat w antenie.

## Powierzchnia skuteczna anteny

Wyobraźmy sobie antenę odbiorczą umieszczoną w jednorodnym polu o module natężenia pola elektrycznego  $E$  dopasowaną polaryzacyjnie do pola. Oznaczmy moc dostarczoną przez tę antenę do dopasowanego obciążenia (moc promieniowaną polem, przechwyconą przez antenę i wydzieloną w dopasowanym obciążeniu) symbolem  $P_o$ . Powierzchnię z jakiej antena musi przechwycić pole, aby dostarczyć do obciążenia tę moc nazywamy powierzchnią skuteczną anteny  $A_e$

$$(24) \quad P_o = \frac{E^2}{Z_c} \cdot A_e,$$

przy czym  $Z_c$  jest impedancją charakterystyczną środowiska.

Powierzchnia skuteczne anteny izotropowej wyraża się wzorem  $A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi}$ , w którym  $\lambda$  jest długością fali [2].

## Współczynnik anteny

Wyobraźmy sobie antenę odbiorczą umieszczoną w jednorodnym polu o module natężenia pola elektrycznego  $E$  dopasowaną polaryzacyjnie do pola. Jeżeli miernik o dopasowanej impedancji  $Z_o$  podłączony do przyłącza anteny wskazuje napięcie  $U_o$ , to stosunek  $E$  do  $U_o$  nazywamy współczynnikiem anteny  $AF$

$$(25) \quad AF = \frac{E}{U_o}.$$

W skali decybelowej jednostką współczynnika anteny jest  $[dB(1/m)]$ .

## LITERATURA

- [1] A. Askri, C. Vollaire, L. Nicolas, D. Prebet: *Normalized Site Attenuation Standard Correction From Numerical Computing*. IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 38, No.2, March 2002.
- [2] C.A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sons, New York, 1997.
- [3] CISPR 16-1-4:2004 + A1:2005 + A2:2005: *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 1-4: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Ancillary equipment – Radiated disturbances*. IEC, 2005.
- [4] CENELEC R110-003: *Guidelines on how to use anechoic enclosures that do not fulfill the requirements regarding normalized site attenuation for pre-compliance tests of products*. CENELEC, 1995.
- [5] <http://www.antenna-theory.com/definitions>
- [6] IEC 60050-International Electrotechnical Vocabulary [www.electropedia.org](http://www.electropedia.org)
- [7] I. H. Hubing: *Correcting radiated emission data measured in nonideal environments*. IEEE Transaction on EMC, Vol. EMC-28, No.2, May 1986.
- [8] A. Sugiura: *Formulation of normalized site attenuation in terms of antenna impedances*. IEEE Transactions on EMC, Vol. 32, Nov. 1990.
- [9] J. Sroka, *Niepewność pomiarowa w badaniach EMC, pomiary emisyjności radioelektrycznej*. OWPW, Warszawa, 2009.
- [10] J. Szóstka: *Fale i anteny*. WKŁ, Warszawa, 2006.

**Autor:** Prof. Jan Sroka jest pracownikiem Politechniki Warszawskiej, IETiSIP, Koszykowa 75, 00-662 Warszawa, e-mail: [J.Sroka@iem.pw.edu.pl](mailto:J.Sroka@iem.pw.edu.pl) oraz EMC-Testcenter AG, Moosackerstr. 77, CH-8105 Regensdorf, Szwajcaria, e-mail: [jsroka@emc-testcenter.com](mailto:jsroka@emc-testcenter.com). Jest równocześnie doradcą w zakresie kompatybilności elektromagnetycznej firmy ASTAT Sp. z o. o. Poznań, [www.astat.com.pl](http://www.astat.com.pl).