Antenas para Comunicações TTE

Stefano Dantas, Adoniran Judson Braga, André Barreto, Leonardo Aguayo

***Resumo*— Este trabalho apresenta uma revisão de modelos de antenas magnéticas usadas para comunicação *Through-the-Earth* e resultados da simulação de diferentes configurações de antenas *loop*. As configurações foram avaliadas em termos de largura de banda e momento magnético. Os resultados mostram que é possível obter um desempenho melhor nesses dois parâmetros quando utilizado um conjunto de antenas ao invés de apenas uma.**

***Palavras-Chave*— Comunicações Through-The-Earth, antenas magnéticas, comunicações em condições extremas.**

***Abstract*— This paper presents a review of magnetic antennas used for Through-the-Earth communications and simulation's results of different *loop* antennae configurations. These arranges were evaluated in terms of bandwidth and magnetic moment. The results show that is possible to obtain a better perfomance regarding these two parameters when using a set of antennas instead of one.**

***Keywords*— Through-The-Earth communications, magnetic antennas, extreme condition communications.**

I. Introdução

Antenas magnéticas foram inventadas há quase 200 anos em experimentos de Hans Christian Oersted e possuem diversas aplicações em comunicações, radares, caracterização de material magnético, etc. Para a transmissão de sinal de comunicação através da terra (TTE - do inglês *Through-the-earth*), elas são preferidas em comparação a antenas elétricas devido à menor atenuação do campo em material condutivo [1] [2], e normalmente não possuem grande eficiência de radiação por serem eletricamente pequenas [3]. Esta escolha se faz pelo crescimento exponencial da atenuação do solo em função de sua condutividade e frequência do sinal [4], e pela óbvia necessidade de se limitar o espaço de ocupação das antenas. Desta forma, a comunicação é normalmente feita em banda VLF (3-30 kHz) e, às vezes, em LF (30-3000 kHz) [1], [5], [6], [7]. A Figura 1 ilustra a configuração básica de um sistema TTE que utiliza antenas *loop*.

Pequenas antenas magnéticas como *loops* podem ser fabricadas com várias voltas afim de se aumentar o momento magnético em transmissão (ou a tensão induzida em recepção). No entanto, esta configuração de antena tem a inconveniência de possuir alta reatância que, no caso de transmissores, pode requerer do amplificador altos níveis de tensão. Em muitos casos, a sintonia da antena numa frequência de ressonância através do uso de um reator oposto (capacitor) é a única forma de prover um ganho de campo aceitável, ao custo da redução da largura de banda [8], [9]. As dimensões, formato e massa de cada uma das antenas, corrente de excitação, frequência de operação e circuito de ressonância definem a qualidade e alcance de transmissão, e podem variar de acordo com os requisitos de projeto do sistema, profundidade e características do solo [10]. Nesta linha de investigação, este trabalho apresenta como contribuições: (i) uma apresentação de modelos clássicos de antenas magnéticas e algumas variantes menos conhecidas; (ii) a comparação do desempenho de algumas dessas antenas em função da largura de banda, ganho e tensão necessária na fonte, fixando parâmetros como dimensões, número de voltas e massa das antenas.

Stefano Dantas (sgdantas1@gmail.com), Adoniran J. Braga (jbraga@ene.unb.br), André Barreto (andrebarreto@ene.unb.br) e Leonardo Aguayo (aguayo@unb.br), Depto. de Eng. Elétrica, Univ. de Brasília - UnB, Brasília-DF. Este trabalho foi financiado pelo Instituto Tecnológico Vale (ITV).

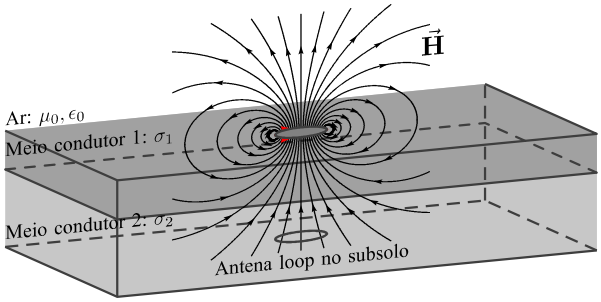

Fig. 1: Representação esquemática de sistema de comunicação TTE, operando em *downlink*. As dimensões típicas das antenas são da ordem de dezenas de metros.

II. Antenas *loop*

A antena *loop* é uma antena de rádio que consiste em um enrolamento de fio, ou outro material condutor eléctrico, ao redor de uma estrutura. Uma antena *loop* pequena, de dimensões máximas abaixo de um décimo do comprimento de onda, possui a distribuição da corrente elétrica praticamente constante ao longo do condutor. Já uma antena *loop* ressonante (sem a ajuda de um capacitor conectado a ele) possui dimensões próximas a um comprimento de onda. Antenas *loop* possuem simplicidade, baixo custo e versatilidade. Elas podem ter várias formas: circulares, triangulares, quadrados, elíptico, etc. e são amplamente utilizadas em ligações de comunicação de ULF até bandas de micro-ondas.

O momento magnético $m_d = N_{tx} I_{tx} S_{tx}$ de uma antena *loop* indica sua força de transmissão indutiva em função das características do transmissor. N_{tx} é o número de voltas do *loop* transmissor, I_{tx} representa o valor RMS de uma corrente elétrica tonal nos filamentos da antena de transmissão, e S_{tx} representa a área do *loop*. Portanto, a abertura da antena é proporcional à área do *loop*, o que faz com que, para um mesmo perímetro, antenas *loop* de formato circular possuam melhor capacidade de transmissão que antenas de qualquer outra forma.

A. *Impedância de antena* loop *pequena*

Considerando uma antena *loop* eletricamente pequena sem qualquer circuito de casamento de impedância conectado a ela, pode-se considerar apenas sua resistência e reatância indutiva para o cálculo de sua impedância equivalente, desde que esteja isolada sem a influência de elementos externos. Aqui, a capacitância própria do *loop* é inicialmente ignorada e apenas considerada como parte da capacitância efetiva de um possível circuito complementar para a ressonância. A resistência da antena depende apenas das características do filamento que a compõe e é dada, em ohms para um *loop* circular, por:

$$R = \frac{2Na_l\rho_m}{a_f}, \tag{1}$$

em que ρ_m é a resistividade elétrica do material, N é o número de voltas do *loop*, a_l é o raio do *loop* e a_f é o raio do filamento de seção transversal circular. Dada a variedade de formatos de *loops* e tipos de arranjo de enrolamento, diversos modelos para o cálculo da indutância do circuito são disponíveis na literatura [11], [12]. Para este trabalho é usado o modelo de Nagaoka [12] para o cálculo da indutância própria de um *loop* de múltiplas voltas:

$$L = \frac{\pi\mu N^2 a_l}{h_l}\ (1 + \left(\frac{2a_l}{h_l}\right)^2)^{-\frac{1}{2}}, \tag{2}$$

em que μ é a permeabilidade magnética e h_l é a espessura do enrolamento, considerando todos os laços enrolados lado a lado.

Considerando desprezível a influência do solo sobre a impedância de uma antena eletricamente pequena, a única influência sobre a antena aqui considerada é feita através do fluxo magnético de outra antena. A tensão induzida sobre a antena é dada por $V_M = j2\pi f M I_1$, em que I_1 é o valor da corrente da antena influente, f é a frequencia, e M é a indutância mútua entre as duas antenas, dada por:

$$M = \frac{\pi\mu N_1 N_2 a_{l_1}^2 a_{l_2}^2}{4d^3}(2\sin\theta_1\sin\theta_2 + \cos\theta_1\cos\theta_2), \tag{3}$$

em que d é a distância entre os centros dos dois *loops* e θ_1 e θ_2 são os ângulos entre os planos das respectivas antenas e a linha imaginária entre seus centros.

B. *Diagrama de campo em canal TTE*

Aqui prefere-se referir a diagrama de campo ao invés de diagrama de irradiação dada a eficiência de radiação desprezível para antenas *loop* pequenas. Em comunicação TTE, uma antena pode se encontrar em uma das seguintes zonas de campo em relação a outra antena [1]. Em regiões muito próximas à antena de transmissão, apesar da variação no tempo o campo possui uma natureza *quase-estática* seguindo leis da estática como a atenuação pelo inverso do cubo da distância. A partir do chamado *campo próximo*, onde ainda inexiste radiação, o meio condutor começa a contribuir em atenuação de campo. Na zona de *campo distante*, apesar das perdas devido ao meio, o campo obedece a lei de atenuação com inverso da distância. Aqui, o mecanismo de propagação é determinado por indução de correntes de Foucault no meio condutivo. Por fim, a *zona de transição* é uma região arbitrária entre os campos próximo e distante.

Utilizamos os modelos determinísticos de campo magnético para canal TTE, meio infinito conditivo (MIC) e semi-espaço homogêneo (SEH), para o cálculo da distribuição espacial do campo magnético oriundo de uma antena *loop*. A aproximação MIC para ambos os enlaces de subida e descida em coordenadas esféricas é dada, em sua forma fasorial, por [1]:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{H} = \frac{m_d}{4\pi r^3}e^{-jT}e^{-T}\{&2\cos\theta(1+(1+j)T)\hat{\boldsymbol{r}} \\ &+\sin\theta(1+(1+j)T+2jT^2)\hat{\boldsymbol{\theta}}\},\end{aligned} \tag{4}$$

onde $T = r/\delta = r\sqrt{2\pi\mu\sigma f/2}$ representa o alcance normalizado pela profundidade pelicular δ e contempla a contribuição de perdas no solo, σ é a condutividade do meio homogênio, r é a distância entre a antena e o ponto de observação, $\hat{\boldsymbol{r}}$ e $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ são vetores em coordenadas esféricas nas direções radial e elevacional. O parâmetro T também pode ser interpretado como uma frequência espacial normalizada em dado alcance r.

O modelo semi-espaço homogêneo (SEH) é mais realista e considera as antenas de transmissão em meios homogêneos diferentes. Os campos para os enlaces de subida $\boldsymbol{H}_{up}$ [13] e descida $\boldsymbol{H}_{down}$ [13] em coordenadas cilíndricas nas direções radial $\hat{\boldsymbol{\rho}}$ (campo horizontal) e profundidade $\hat{\boldsymbol{z}}$ (campo vertical) são dados, respectivamente, por:

$$\boldsymbol{H}_{up} = \frac{m_d}{2\pi h^3}\int_0^\infty \beta x\{J_0(Dx)\hat{\boldsymbol{z}} - J_1(Dx)\hat{\boldsymbol{\rho}}\}dx, \tag{5}$$

$$\begin{aligned}\boldsymbol{H}_{down} = \frac{m_d}{2\pi h^3}\int_0^\infty \beta(x) \\ \times\{J_0(Dx)\hat{\boldsymbol{z}} - J_1(Dx)\frac{(x^2+j2\mathcal{T}^2)^{1/2}}{x}\hat{\boldsymbol{\rho}}\}dx,\end{aligned} \tag{6}$$

em que

$$\beta(x) = \frac{J_1(Ax)}{Ax/2}\frac{x^3}{(x^2+j2\mathcal{T}^2)^{1/2}+x}e^{-Zx}e^{-(x^2+j2\mathcal{T}^2)^{1/2}}, \tag{7}$$

e $A = a_l/h$, $D = \rho/h$, $Z = h_0/h$, $\mathcal{T} = h/\delta$, a_l é o raio do *loop*, h_0 e h são as distâncias entre a antena de superfície e o solo e entre o solo e a antena enterrada no subsolo, respectivamente, J_0 e J_1 são funções de Bessel do primeiro tipo. As Figuras 2 e 3 apresentam, respectivamente, os diagramas de campo normalizado com os modelos MIC e SEH. Considere a direção em que o ângulo θ é nulo como sendo coaxial à antena e $\theta = 90$ graus como sendo uma das direções que passa pelo plano do *loop*.

A antena se encontra sobre o plano azimutal e, visto que o campo normalizado tende a ser uniforme neste plano independente da zona de campo, este corte foi omitido. Observando a Figura 2, vemos os campos normalizados no plano elevacional em ambas as direções $\hat{\boldsymbol{r}}$ e $\hat{\boldsymbol{\theta}}$, onde seus máximos e mínimos se intercalam em múltiplos de 90 graus. Em campo próximo, a componente radial possui amplitude duas vezes maior que a componente em elevação. No entanto, esta componente radial desaparece em campo distante, sobrando apenas o termo na direção do plano do *loop*, o que é bem conhecido como o digrama de radiação de uma antena *loop* radiante. Em se tratando

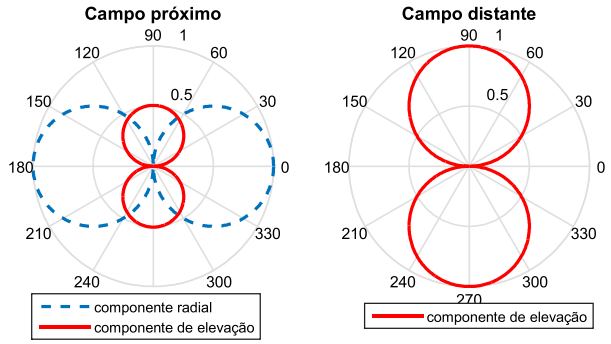

Fig. 2: Intensidade de campo magnético normalizada de acordo com o modelo MIC supondo o ponto de observação nas zonas de campo próximo e distante (em escala linear).

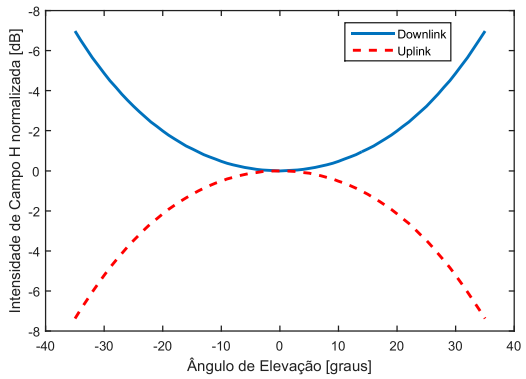

Fig. 3: Intensidade de campo magnético normalizada total (resultante das componente em $\hat{z}$ e $\hat{\rho}$) de acordo com o modelo SEH para os enlaces de subida e descida (em dB).

da Figura 3 do modelo SEH, o campo mostrado é a resultante vetorial das duas componentes em campo próximo. Neste caso, praticamente inexiste diferenças de comportamento de campo entre os enlaces de subida e descida.

III. O USO DE ANTENAS *loop* E VARIANTES EM COMUNICAÇÃO TTE

Mark Rhodes propôs em [14] um sistema de transmissão TTE em baixas frequências baseado na comunicação indutiva direta ou através de repetidores. O autor sugeriu o uso de antenas de 100 voltas de 50 cm de raio como forma de garantir um sistema compacto com elevado momento magnético. Entretanto, Rhodes não esclareceu no seu artigo a forma de alimentar as antenas. Usando uma fonte de corrente de 1 A nessa antena para gerar um momento magnético de 100 Am^2 iria demandar uma tensão de 1.5 kV. Isso ocorre devido à alta impedância reativa da antena (1600 Ω a 5 kHz), que é proporcional ao quadrado do número de voltas do *loop*. Alcançar esse nível de tensão é impraticável para um transmissor que se encontra em ambiente subterrâneo devido à limitação da capacidade da bateria e por questões de segurança. A redução da corrente e, consequentemente, do campo magnético necessário para a transmissão implica a utilização de vários repetidores.

Em [15], Rhodes propôs a utilização de várias antenas *loops* em uma configuração coaxial. Os *loops* são alimentados em paralelo por amplificadores independentes de forma a garantir uma tensão em cada sub-*loop* menor do que se fosse um *loop* multivoltas alimentado por um único amplificador. Se os sub-*loops* forem alinhados concentricamente, com uma pequena distância e/ou acoplamento próximo e os sinais dispostos praticamente em fase, a antena composta pode alcançar níveis de momento magnético comparados ao de uma antena multivoltas, mas com uma tensão por driver menor. Isso é alcançado se os drives forem alimentados pelo mesmo sinal comum e idêntico nominalmente. Rhodes também propôs uma estrutura planar de múltiplos sub-*loops* que buscava reduzir a indutância do circuito [16]. Sub-*loops* em [16] e [15] não usam nenhum componente ressonante que modifique a reatância e a banda de transmissão.

Em [17], Rhodes utiliza múltiplos sub-*loops* coaxiais para aumentar a banda de transmissão com a ajuda de múltiplas ressonâncias. Os sub-*loops* são alimentados por um único driver de tensão, conectados eletricamente entre si em paralelo e com acoplamento parcial devido à distância entre eles (ver Figura 4). Os circuitos são sintonizados em diferentes frequências de modo a garantir o casamento de impedância na banda de interesse. A distância entre os sub-*loops* é reduzida até se observar um acoplamento razoável, em seguida os elementos de amortecimento e ressonância são ajustados para garantir as características de frequência desejadas.

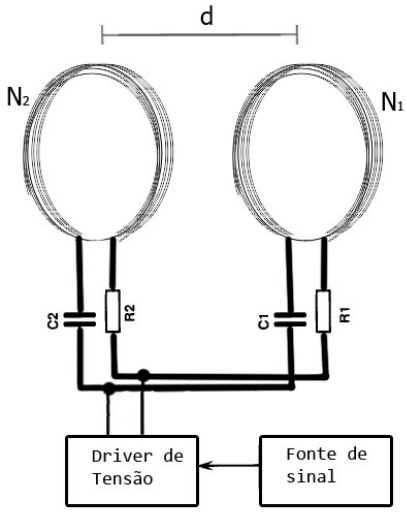

Fig. 4: Antena transmissora composta de dois sub-*loops* parcialmente acoplados com diferentes ressonâncias.

Ao contrário da estrutura planar de [16], as configurações coaxiais em [15] e [17] aparentam ser mais práticas do ponto de vista da dimensão dos equipamentos, independentemente da performance de cada antena. Diferentemente de [17], Mark Roper em [18] usa antenas *loop* concêntricas para aumentar o momento magnético em invés da banda de transmissão, mantendo a corrente moderada. Na verdade, o *loop* secundário

dessa configuração acaba encurtando a largura de banda do *loop* primário. O circuito equivalente pode ser observado em 5, onde apenas o primeiro *loop* é alimentado e não há conexão elétrica conectando-o ao segundo *loop*. Isso faz com que o *loop* secundário seja capacitivo na frequência de ressonância do primeiro *loop*, que é a frequência de operação. Logo, a tensão induzida no *loop* secundário pelo *loop* primário gera uma corrente na direção que intensifica o campo magnético. A banda necessária para transmissão é controlada pelas resistências de amortecimento.

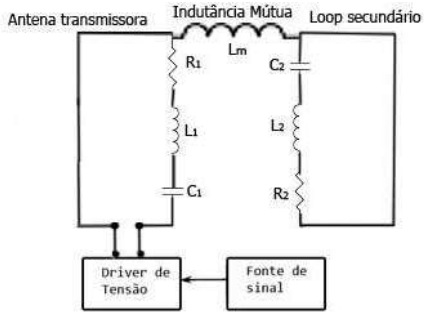

Fig. 5: Circuito equivalente da antenna transmissora composta do *loop* secundário acoplado à antena principal com diferentes ressonâncias.

IV. Resultados

Comparamos diferentes configurações de antenas *loop*, levando em conta diversos parâmetros, como: momento magnético, banda de transmissão, máxima potência dissipada e tensão fornecida pelo alimentador. Para efeitos de comparação, todas as antenas tinham $1m^2$ de área, o mesmo número de voltas total e a frequência central de interesse em 1kHz. A potência dissipada foi calculada considerando um sinal tonal em 1 kHz.

As simulações foram realizadas no *PSpice* por meio de modelos de antenas *loop* equivalentes. As suas indutâncias foram calculadas utilizando a equação (2) e a indutância mútua foi determinada pela equação (3). Foi então possível calcular as correntes induzidas em cada antena e, por fim, o momento magnético ressultante.

A. Antenas ressonantes

Muitas antenas são construídas com base no princípio da ressonância. Pelo caráter intrínseco indutivo do *loop*, um capacitor foi inserido em série com o valor adequado para deslocar a frequência central de ressonância para 1 kHz. Foram avaliadas três configurações que apresentavam esse fenômeno.

1) Antena Isolada Ressonante (AIR): A primeira antena testada é um *loop* simples, chamada Antena Isolada Ressonante (AIR). Ela contém 100 voltas e foi alimentada com uma fonte de tensão 1 VAC e modelada como um circuito RLC, com os valores de capacitância, indutância e resistência determinados pelas dimensões da antena e frequência de ressonância desejada.

2) Antena Parasita Ressonante (APR): O segundo arranjo, chamado Antenas Parasitas Ressonantes (APR), consistia em duas AIR coaxiais de 50 voltas cada, sem conexão elétrica, onde somente um dos *loops* era alimentando com a fonte de tensão alternada. Essa configuração é similar ao circuito apresentado na Fig. 5. A corrente que surgia na segunda antena era consequência da tensão induzida pela primeira antena, e a distância entre elas foi ajustada de forma a gerar o melhor resultado em termos de ganho de corrente. A presença da indutância mútua gerou resultados interessantes, que serão comentados a seguir.

3) Antenas Parasitas Ressonantes (APRC): A terceira configuração, chamada Antenas Parasitas Ressonantes Conectadas (APRC), era similar às APR. A única diferença é a presença de conexão elétrica entre ambos os *loops*. Portanto, as duas antenas dessa configuração eram alimentadas pela mesma fonte. A corrente que circula em cada antena resulta em campos magnéticos que se somam. O valor de capacitância e a distância entre elas foram escolhidos de forma a gerar uma sobreposição parcial dos picos ressonantes, fornecendo uma largura de banda maior do que as das configurações anteriores.

A tabela abaixo resume os resultados das simulações. Os valores de momento magnético e potência dissipada foram obtidos fixando a banda de transmissão em 100 Hz. Já os valores de largura de banda foram obtidos fixando o momento magnético em 20 A/m^2. Desse modo, o efeito comparativo é mais preciso.

Parâmetros	**AIR**	**APR**	**APRC**
Indutância Calculada (Nagaoka)	19.7 mH	4.93 mH	4.93 mH
Distância ótima	não se aplica	70 cm	300 cm
Número de Voltas Antena$_1$	100	50	50
Número de Voltas Antena$_2$	não se aplica	50	50
Largura de banda fixa em 100 Hz			
Resistência de Amortecimento	12.4 Ω	2.6 Ω	2 Ω
Capacitância Inserida Antena$_1$	1.28 μF	8 μF	5.4 μF
Capacitância Inserida Antena$_2$	não se aplica	6 μF	4.9 μF
Máxima Potência Dissipada	260 mW	260 mW	501 mW
Corrente Máxima Resultante	80 mA	445 mA	701 mA
Momento Magnético Resultante	8 A/m^2	22.2 A/m^2	35 A/m^2
Momento Magnético fixo em 20 A/m^2			
Resistência de Amortecimento	5 Ω	2.9 Ω	3.4 Ω
Capacitância Inserida Antena$_1$	1.28 μF	8 μF	5.1 μF
Capacitância Inserida Antena$_2$	não se aplica	6 μF	4.3 μF
Máxima Potência Dissipada	160 mW	240 mW	240 mW
Corrente Máxima Resultante	200 mA	399 mA	400 mA
Largura de Banda	43 Hz	118 Hz	222 Hz

TABELA I: Resultados das antenas ressonantes

É possível observar que em ambos os casos a presença de uma segunda antena resultou em valores maiores de banda ou momento magnético quando comparado à antena isolada (AIR). A frequência de ressonância também foi alterada, deslocando-se para frequências maiores. Fez-se necessário o aumento do valor do capacitor para manter a frequência centrada em 1 kHz. O aumento da largura de banda sem alterar a resistência de amortecimento e o deslocamento do pico de ressonância para frequências maiores sugere que a presença da segunda antena resultou em uma indutância total menor no conjunto das antenas se comparado com as duas antenas isoladamente.

Apesar das APRC apresentarem valores de banda e momento magnético melhores que as das APR, a distância das antenas nessa configuração é bem maior, cerca de três metros.

Essa distância é necessária para diminuir os efeitos das tensões induzidas opostas resultantes dos campos magnéticos de cada antena. Essa particularidade prejudica o caráter compacto das antenas, fator extremamente importante em espaços limitados, característicos de sistemas TTE.

B. Antenas não ressonantes

São apresentadas nessa seção configurações de antenas sem ressonância, alimentadas por fontes de corrente. Os valores de indutância foram determinados da mesma forma que os testes com antenas ressonantes e as resistências foram calculadas utilizando a equação (1). O objetivo é observar o momento magnético em comparação com a tensão fornecida pela fonte.

1) Antena Isolada Não Ressonante (AINR): A primeira antena avaliada é do tipo *loop* com 100 voltas, sem capacitor e modelada como um circuito RL alimentada por uma fonte de corrente de 1 VAC. A indutância foi calculada pela fórmula de Nagaoka e a resistência é intrínseca da quantidade de fio utilizada para construção da antena.

2) Antena Parasita Não Ressonante (APNR): A segunda antena é similar à APR, utilizada na seção anterior. A diferença está na ausência do capacitor ressonante e da alimentação ser feita por uma fonte de corrente. A ideia dessa configuração é observar a queda da tensão fornecida pelo alimentador à medida que a distância entre as duas antenas diminui.

É possível observar o resultado das simulações na tabela abaixo. Como não há ressonância, a tensão fornecida pela fonte é um dos principais parâmetros a ser comparado. Alcançar valores altos de tensão é uma tarefa muito difícil em ambiente subterrâneo, onde o acesso a fontes de alimentação é limitado.

Parâmetros	**AINR**	**APNR**
Indutância Calculada (Nagaoka)	19.7mH	4.93mH
Resistência do fio	1.46 Ω	0.5 Ω
Número de Voltas Antena_1	100	50
Número de Voltas Antena_2	não se aplica	50
Distância ótima	não se aplica	40 cm
Momento Magnético Resultante	100 A/m^2	12 A/m^2
Máxima Potência Dissipada	110 W	19.1 W
Tensão em 1 kHz	110 V	19.1 V

TABELA II: Resultados das antenas não ressonantes

Apesar da tensão fornecida pela fonte e potência dissipada serem menores na APNR, o momento magnético resultante é deteriorado. Como não há alimentação independente na antena secundária, a corrente induzida resulta em um campo magnético que se opõe ao campo primário, explicando a deterioração do valor da corrente resultante e, consequentemente, do momento magnético.

V. Conclusões

Nesse trabalho, discutimos sobre o uso de antenas *loop* e suas variantes para comunicações *Through-the-Earth* discutindo a utilidade de configurações de antenas pouco discutidas na literatura. Usou-se modelos determinísticos de campo para esboçar a distribuição espacial do campo magnético em configurações do tipo *uplink* e *downlink*, e em campos próximo e distante. Conclui-se que há pouca diferença entre os enlaces de subida e descida quando em campo próximo e que a configuração preferida de comunicação TTE, que é o posicionamento coaxial entre antenas *loop*, não pode ser usada em comunicação clássica em campo distante. Além disso, apresentamos resultados de simulações realizadas com diferentes configurações e arranjos dessas antenas. Observou-se que a utilização de uma antena extra, chamada de antena parasita, pode ser benéfica em relação ao valor de momento magnético resultante e largura de banda. Entretanto, é importante que os valores de distância e capacitância sejam ajustados corretamente. As limitações de um ambiente de comunicações TTE também foram levadas em consideração. Configurações que demandam muita tensão da fonte de alimentação ou que não são compactas acabam tornando-se inviáveis para essa finalidade.

Referências

[1] D. Gibson, "Channel characterisation and system design for sub-surface communications," Ph.D. dissertation, School of Electronic and Electrical Engineering, 2 2003.

[2] L. Rorden, "Wireless subterranean signaling method," Jun. 29 1976, uS Patent 3,967,201. [Online]. Available: https://www.google.com/patents/US3967201

[3] R. L. L.-T. Leader, "Transmit antennas for portable vlf to mf wireless mine communications," 1977.

[4] F. H. Raab and I. R. Joughin, "Signal processing for through-the-earth radio communication," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 12, pp. 2995–3003, 1995.

[5] D. Marshall, "Systems and methods for through-the-earth communications," Dec. 9 2010, uS Patent App. 12/793,651. [Online]. Available: https://www.google.com.br/patents/US20100311325

[6] D. Reagor and J. Vasquez-Dominguez, "Through-the-earth radio," May 9 2006, uS Patent 7,043,204. [Online]. Available: https://www.google.com.br/patents/US7043204

[7] D. Reagor and J. Vasquez-Dominguez, "Through-the-earth radio," Dec. 12 2006, uS Patent 7,149,472. [Online]. Available: https://www.google.com.br/patents/US7149472

[8] P. Johannessen, "Automatic tuning of high-q antenna for vlf fsk transmission," *Communications Systems, IEEE Transactions on*, vol. 12, no. 1, pp. 110–115, March 1964.

[9] H. Wheeler, "Fundamental limitations of small antennas," *Proceedings of the IRE*, vol. 35, no. 12, pp. 1479–1484, Dec 1947.

[10] A. Forooshani, S. Bashir, D. Michelson, and S. Noghanian, "A survey of wireless communications and propagation modeling in underground mines," *Communications Surveys Tutorials, IEEE*, vol. 15, no. 4, pp. 1524–1545, Fourth 2013.

[11] H. A. Wheeler, "Simple inductance formulas for radio coils," *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 16, no. 10, pp. 1398–1400, 1928.

[12] W. Frederick, "Inductance calculations: Working formulas and tables," *Editorial Van Nostrand*, 1946.

[13] J. R. Wait, "Electromagnetic induction technique for locating a buried source," *Geoscience Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 9, no. 2, pp. 95–98, April 1971.

[14] M. Rhodes and B. Hyland, "Underground data communications system," jan 10 2008, uS Patent App. 11/771,140. [Online]. Available: https://www.google.com.ar/patents/US20080009242

[15] M. Rhodes and B. Hyland, "Antenna formed of multiple loops," jun 25 2009, uS Patent 2009/0160722 A1. [Online]. Available: http://www.google.com/patents/US20090160722

[16] M. Rhodes and B. Hyland, "Antenna formed of multiple planar arrayed loops," jun 16 2009, uS Patent 2009/0179818 A1. [Online]. Available: http://www.google.com/patents/us20090179818

[17] M. Rhodes and B. Hyland, "Antenna formed of multiple resonant loops," apr 24 2012, uS Patent 8,164,530 B2. [Online]. Available: http://www.google.com/patents/US8164530

[18] M. Roper, M. Svilans, P. Kwasnick, and V. Puzakov, "Portable through-the-earth radio," Aug 2013, uS Patent 2013/0196593 A1.