

# UTILIZAÇÃO DA ABORDAGEM BOTTOM-UP PARA DETERMINAÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE UMA LINHA DE DISTRIBUIÇÃO MONOFÁSICA PARA DESCRIÇÃO DA ATENUAÇÃO DE SINAIS DE COMUNICAÇÃO BANDA LARGA

GUILHERME S. LIMA<sup>1</sup> ALBERTO DE CONTI<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica – UFMG  
IFMG – Instituto Federal de Minas Gerais  
Av. Prof. Mário Werneck, 2590, 30.575-180, Belo Horizonte, MG, Brasil  
guilherme.silva@ifmg.edu.br

<sup>2</sup>LRC – Lightning Research Center  
Departamento de Engenharia Elétrica – Universidade Federal de Minas Gerais  
Av. Antônio Carlos 6627, 31270-901, Belo Horizonte, MG, Brasil  
conti@cpdee.ufmg.br

**Abstract**— This paper is dedicated to evaluating the attenuation of a communication signal when propagating through a PLC channel. For this, the bottom-up approach is used, which is based on the physical modelling of the PLC channel using transmission line theory. Nakagawa's and D'Amore and Sarto's approximations, which consider the admittance associated with an imperfectly conducting ground for the calculation of the line parameters, are tested and compared. It is noticed that signal attenuation provided by these formulations reduce above a critical frequency, since the associated electromagnetic waves start to propagate predominantly through the air. The results show that Sunde's approximation used to calculate the earth return impedance should be avoided for modelling PLC channels in broadband frequency applications. Moreover, the D'Amore and Sarto logarithmic approximation leads to results that are comparable to those obtained with the formulation of Nakagawa, especially for short lines and/or low-resistivity soils.

**Keywords**— Power line communication, broadband frequency, transfer function

**Resumo**— Este trabalho tem como objetivo avaliar a atenuação de um sinal de comunicação que se propaga através de um canal PLC. Para isso é utilizada a abordagem *bottom-up*, que se baseia na modelagem física do canal PLC utilizando a teoria de linhas de transmissão. As aproximações de Nakagawa e de D'Amore e Sarto, que consideram a admitância associada a um solo condutor imperfeito para o cálculo dos parâmetros de linha, são testadas e comparadas. Percebe-se que a atenuação do sinal prevista por essas formulações tem uma redução a partir de uma frequência crítica, posto que as ondas eletromagnéticas associadas passam a se propagar de maneira predominante pelo ar. Os resultados mostram que a aproximação de Sunde, utilizada para o cálculo da impedância associada ao retorno pelo solo, deve ser evitada para modelagem de canais PLC em aplicações de banda larga de frequências. Além disso, a aproximação logarítmica de D'Amore e Sarto leva a resultados comparáveis àqueles obtidos com a formulação de Nakagawa, especialmente para linhas curtas e/ou solos de baixas resistividades.

**Palavras-chave**— Transmissão de sinais por linhas de energia, banda larga de frequências, função de transferência

## 1 Introdução

Em diversas partes do mundo, tem sido buscada uma integração cada vez maior entre concessionárias, equipamentos e consumidores ligados em sistemas de energia elétrica, com o que tem ganhado destaque o emprego de sistemas de comunicação baseados em diferentes técnicas (Galli et al., 2011; Cano et al., 2016; Lampe et al., 2016).

Os elementos básicos que compõem um sistema de comunicação são a fonte de informação, o transmissor, o canal, o receptor e o destinatário, conforme mostrado na figura 1 (Shannon, 1998). A fonte de informação é a mensagem que se deseja enviar, o transmissor é o responsável por adequar a mensagem ao meio de transmissão pelo qual a mensagem irá se propagar, o canal é o meio utilizado para transmitir o sinal, o receptor é o responsável por detectar a informação recebida e o destinatário é a pessoa ou equipamento interessado na mensagem. Há ainda a presença de ruído que, embora indesejado, apresenta-

se de forma inevitável em sistemas de comunicação (Shannon, 1998).

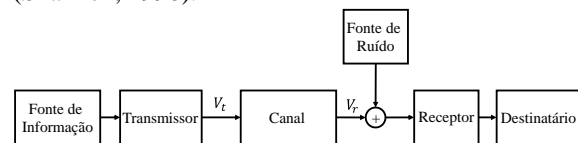


Figura 1. Sistema de comunicação genérico (Shannon, 1998).

A escolha da técnica de modulação e o desenvolvimento de transmissores e receptores é função do canal de comunicação utilizado. Os canais mais comuns são o ar, fibras óticas e cabos (Cover e Thomas, 2006). Um tipo de rede cabeada que tem ganhado destaque, no âmbito da interligação de sistemas de energia elétrica, é a transmissão de dados através dos cabos da própria rede, conhecida como *Power Line Communication* (PLC). A comunicação PLC tem por vantagem o baixo custo de implementação, ao passo que sua maior desvantagem é o nível de atenuação do sinal à medida que este se propaga pelas redes de energia (Lampe et al., 2016).

À medida que se propagam em um canal PLC, sinais de comunicação são limitados em banda de frequências e em potência (Cover e Thomas, 2006). As agências reguladoras de cada país determinam as bandas de frequências permitidas e a potência máxima do sinal (Milioudis et al., 2016). As bandas de frequências são divididas em dois grandes grupos: banda estreita (*narrowband*) e banda larga (*broadband*). Os países que compõem a União Europeia utilizam para a banda estreita a faixa de frequências de 3 a 148,5 kHz. Os Estados Unidos e o Japão utilizam a faixa de frequências de 3 a 500 kHz; no Brasil ainda não há faixa de frequências regulada para banda estreita. Para banda larga, os países europeus utilizam a faixa de frequência de 1,6 a 30 MHz, os Estados Unidos utilizam a faixa de frequências de 1,7 a 80 MHz e o Brasil, a faixa de frequências de 1,7 a 50 MHz (Cano et al., 2016; ANATEL, 2009).

Para investigar a transmissão de sinais através de canais PLC, duas abordagens são comumente utilizadas: a abordagem *bottom-up* e a abordagem *top-down* (Galli e Banwell, 2005; Cataliotti et al., 2011a). Na abordagem *bottom-up*, o modelo do canal PLC é desenvolvido através da modelagem física da linha de transmissão, utilizando-se para isso alguma aproximação baseada nas equações de Maxwell (Anatory et al., 2007; Armirshahi e Kavehard, 2006). Na abordagem *top-down*, o modelo do canal PLC é obtido pela parametrização de funções com o auxílio de medições realizadas em campo (Cataliotti et al., 2011b; Oliveira et al., 2017). A vantagem de se utilizar a modelagem *bottom-up* é a possibilidade de realização de análises de sensibilidade a partir dos resultados simulados. Sua desvantagem é a dificuldade de se modelar a linha e os equipamentos a ela ligados em toda faixa de frequências de interesse. Por outro lado, a vantagem da modelagem *top-down* é descrever o comportamento real da rede de energia elétrica com base em dados de medição; sua desvantagem é a dificuldade de se estender os resultados obtidos para outros tipos de rede.

Este trabalho tem como objetivo principal apresentar resultados de análises de sensibilidade acerca da atenuação de um sinal banda larga que se propaga por um canal PLC, utilizando para isso a modelagem *bottom-up*. O foco na banda larga de frequências se deve a duas razões: (i) a agência reguladora brasileira prevê uma banda larga de frequências para aplicações PLC (ANATEL, 2009); (ii) encontra-se na literatura uma lacuna referente a trabalhos que investiguem a atenuação do sinal nesta faixa de frequência.

Este trabalho é organizado de acordo com a seguinte estrutura. Na seção 2, é discutida a modelagem do canal PLC para aplicação em banda larga de frequências. Na seção 3, são apresentados os resultados e análises e, por fim, as conclusões são apresentadas na seção 4.

## 2 Modelagem do Canal PLC

A determinação dos níveis de tensão do sinal na saída do transmissor ( $V_t$ ) e na entrada do receptor ( $V_r$ ) conforme o esquema ilustrado na figura 1 é função da configuração de rede utilizada como canal para transmissão dos dados. Neste trabalho, para investigar a atenuação do sinal ao se propagar através de um canal PLC considera-se como canal de transmissão de dados o esquema ilustrado na figura 2, que consiste em uma linha de transmissão monofásica de comprimento  $L$ . Nessa figura,  $V_s$  é a fonte de tensão conectada ao terminal emissor da linha (correspondente a  $V_t$  na figura 1),  $Z_c$  é a carga, que neste trabalho se supõe ser igual à impedância característica da linha em toda faixa de frequências considerada, e  $V_r$  é a tensão calculada no terminal receptor. Para a determinação de  $V_r$  é necessário realizar o cálculo dos parâmetros de linha e empregar técnicas para a solução da rede elétrica. Esses dois pontos são discutidos nas subseções seguintes.

Um canal PLC pode ser estabelecido em um sistema monofásico ou polifásico. Em ambientes urbanos, sistemas polifásicos são mais comuns, ao passo que em ambientes rurais sistemas monofásicos são mais comuns. Linhas monofásicas a dois e três fios são comuns em áreas rurais e de grande interesse prático (Dias et al., 2012). O estudo de uma linha monofásica a um fio, conforme realizado neste trabalho, permite investigar o comportamento do modo de retorno por terra associado a essas redes (Papadopoulos et al., 2013). Além disso, linhas monofilares com retorno pela terra (MRT), que contêm apenas um fio, encontram aplicação em redes rurais, seja de forma voluntária ou involuntária (Dias et al., 2012).

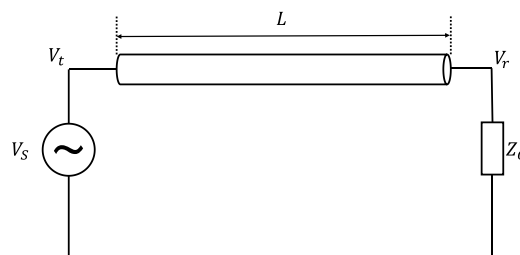


Figura 2. Linha monofásica que descreve o canal PLC.

### 2.1 Formulações para o Cálculo dos Parâmetros de Linha

O primeiro passo para a determinação das tensões nodais  $V_t$  e  $V_r$  ilustradas na figura 2 é calcular a impedância série e a admitância transversal da linha de transmissão. Para o caso de interesse, que corresponde a uma linha de transmissão aérea monofásica, imersa no ar e sobre um solo condutor imperfeito, conforme figura 3, existem várias aproximações que se dedicam ao cálculo dos parâmetros de linha (Carson, 1926; Sunde, 1968; Nakagawa, 1981; D'Amore e Sarto, 1997; Pettersson, 1999; Ametani et al., 2014). As aproximações de Carson (1926) e de Sunde (1968) são as mais utilizadas em aplicações de banda estreita

de frequências (Cataliotti et al., 2011a; Cataliotti et al., 2011b), ao passo que as formulações de Sunde (1968) e D'Amore e Sarto (1997) são mais utilizadas em aplicações de banda larga (Anatory et al., 2007; Armirshahi e Kavehard, 2006).

Na figura 3,  $h$  é a altura da linha em relação ao plano do solo,  $r$  é o raio do condutor, que é considerado um cilindro perfeito,  $\varepsilon_1$  é a permissividade do ar,  $\sigma_1$  é a condutividade do ar,  $\mu_1$  é a permeabilidade do ar,  $\varepsilon_2$  é a permissividade do solo,  $\sigma_2$  é a condutividade do solo e  $\mu_2$  é a permeabilidade do solo. Considera-se  $\varepsilon_1 = \varepsilon_0$ ,  $\mu_1 = \mu_2 = \mu_0$  e  $\sigma_1 = 0$ , sendo  $\varepsilon_0$  a permissividade absoluta do vácuo e  $\mu_0$  a permeabilidade absoluta do vácuo. A resistividade do solo pode ser determinada como sendo  $\rho = 1/\sigma_2$ .

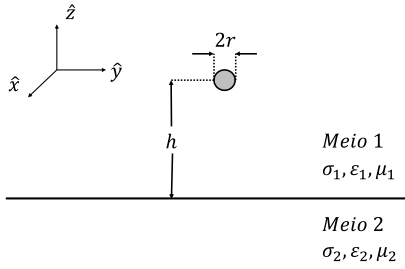


Figura 3. Linha de transmissão imersa no ar.

A aproximação de Carson (1926) é amplamente utilizada em aplicações de banda estreita porque está disponível em programas de simulação de redes elétricas do tipo EMTP/ATP (Dommel, 1996). A aproximação de Sunde (1968) é aplicada neste trabalho por ser mais rigorosa que a aproximação de Carson (1926) ao permitir a consideração da permissividade do solo no cálculo dos parâmetros de linha. Não há registros com relação ao emprego da aproximação de Nakagawa (1981) no contexto de transmissão de dados, mas sua utilização em aplicações de banda larga pode ser apropriada por essa aproximação considerar a admitância associada a um solo condutor imperfeito. Finalmente, a aproximação logarítmica de D'Amore e Sarto (1997) pode ser apropriada para aplicações de banda larga por ter um custo computacional menor que as outras três aproximações, além de incluir a admitância associada a um solo condutor imperfeito.

As aproximações de Carson (1926), Sunde (1968) e Nakagawa (1981) são aproximações integrais que tem implicitamente a mesma definição de tensão, ou seja, consideram o potencial da linha em relação ao referencial nulo no infinito. Por outro lado, a formulação de D'Amore e Sarto (1997) é uma aproximação logarítmica que, segundo os autores, tem por definição de tensão a integral do vetor campo elétrico do plano de referência do solo até a altura da linha. A formulação de D'Amore e Sarto (1997) é criticada por Pettersson (1999), que sugere a presença de inconsistências em sua dedução. Essa formulação não é apresentada neste trabalho, podendo ser encontrada em (D'Amore e Sarto, 1997; Armirshahi e Kavehard, 2006). Entretanto, ela é implementada para comparação com as outras três aproximações.

O cálculo da impedância série e da admitância transversal de uma linha monofásica é realizado com (1) e (2), respectivamente. Na equação (1),  $Z_{int}$  é a impedância interna do condutor, calculada com (3), o termo  $M$  é dado em (4) e a impedância de retorno pelo solo é computada pelo termo  $S_1$ . Na equação (2), a admitância de retorno pelo solo é dada pelo termo  $S_2$ , calculado através da equação (5). As formulações de Carson (1926) e de Sunde (1968) consideram o termo  $S_2$  igual a zero no cálculo da admitância transversal e tem como diferença a aproximação utilizada para o termo  $S_1$ . Enquanto Carson determina a impedância de retorno pelo solo através de (6), Sunde a determina através de (7). Nakagawa (1981), por sua vez, considera o termo  $S_2$  no cálculo da admitância transversal da linha e calcula a termo  $S_1$  através da equação (8). A diferença entre (7) e (8) pode ser considerada desprezível em muitas das aplicações (De Conti e Emídio, 2016). Finalmente, pode ser mostrado que a formulação de Carson considera a permissividade relativa do solo constante e unitária, tomando como base a equação (8).

Na equação (3),  $I_0$  e  $I_1$  são funções modificadas de Bessel de primeiro tipo e ordens zero e um, respectivamente, e  $\sigma$  é a condutividade do condutor. Nas equações (1) a (11),  $\omega$  é a frequência angular do sinal e  $\varepsilon_g = \varepsilon_2 = \varepsilon_0 \varepsilon_r$  é a permissividade do solo, sendo  $\varepsilon_r$  a permissividade relativa do solo. Onde  $\lambda$  é uma variável de integração e  $u_1$  e  $u_2$  são variáveis auxiliares.

$$Z = Z_{int} + \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \{M + S_1\} \quad (1)$$

$$Y = j\omega\varepsilon_0 2\pi(M + S_2)^{-1} \quad (2)$$

$$Z_{int} = \frac{1}{2\pi r} \sqrt{\frac{j\omega\mu_0}{\sigma}} \frac{I_0(\sqrt{j\omega\mu_0\sigma}r)}{I_1(\sqrt{j\omega\mu_0\sigma}r)} \quad (3)$$

$$M = \ln\left(\frac{2h}{r}\right) \quad (4)$$

$$S_2 = 2 \int_0^\infty \frac{e^{-(2h)\lambda}}{n^2\lambda + u_1} \cos(r\lambda) d\lambda \quad (5)$$

$$S_{1(Carson)} = 2 \int_0^\infty \frac{e^{-(2h)\lambda} \cos(r\lambda)}{\lambda + \sqrt{\lambda^2 + j\omega\mu_0\sigma_g}} d\lambda \quad (6)$$

$$S_{1(Sunde)} = 2 \int_0^\infty \frac{e^{-(2h)\lambda} \cos(r\lambda)}{\lambda + u_2} d\lambda \quad (7)$$

$$S_{1(Nakagawa)} = 2 \int_0^\infty \frac{e^{-(2h)\lambda} \cos(r\lambda)}{\lambda + u_1} d\lambda \quad (8)$$

onde

$$n = \frac{\gamma_2}{\gamma_1} = \frac{\sqrt{j\omega\mu_0(\sigma_g + j\omega\varepsilon_g)}}{j\omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} \quad (9)$$

$$u_1 = \sqrt{\lambda^2 + \gamma_2^2 - \gamma_1^2} \quad (10)$$

$$u_2 = \sqrt{\lambda^2 + j\omega\mu_0[\sigma_g + j\omega\varepsilon_g]} \quad (11)$$

## 2.2 Características da Linha e Técnica de Solução

A linha monofásica simulada neste trabalho possui características análogas às presentes nas redes de distribuição instaladas no estado de Minas Gerais, exceto por supor um único condutor. Supõe-se altura constante em relação ao solo de 9,3 m, raio de 4,1 mm e resistividade em corrente contínua de 0,641  $\Omega/\text{km}$  na temperatura de 20° C (Souza et al., 2017; Lima et al., 2017), sendo feita a correção da temperatura de operação da linha para 90° C.

O comprimento da linha é variado de 1 a 10 km. A resistividade do solo em baixas frequências é considerada constante e assume valores entre 200  $\Omega\text{m}$  e 5000  $\Omega\text{m}$ , ao passo que a permissividade relativa do solo assume valores entre 5 e 50. Embora questionável (Alípio e Visacro, 2014), considerar parâmetros do solo constantes com a frequência é uma aproximação largamente utilizada na modelagem de canais PLC (Galli e Banwell, 2005; Cataliotti et al., 2011a; Anatory et al., 2007; Armirshahi e Kavehard, 2006). De forma preliminar, essa abordagem também é considerada neste trabalho para que se possa avaliar individualmente a influência da resistividade e da permissividade do solo na atenuação do sinal ao se propagar no canal PLC.

Calculados os parâmetros de linha  $Z$  e  $Y$ , pode-se, com o auxílio de (12), determinar o vetor de tensões nodais  $\mathbf{V}$  em função do vetor de correntes injetadas  $\mathbf{I}$  por fontes de correntes, que é nulo no caso estudado. Na equação (12),  $\hat{\mathbf{Y}}$  é a matriz que representa a admitância nodal de uma linha através do modelo de quadripolos e  $\mathbf{Y}_{carga}$  é a matriz de admitância das cargas que estão conectadas em todos os nós da rede, ambas de ordem  $2 \times 2$ . A determinação da matriz  $\hat{\mathbf{Y}}$  é realizada com o auxílio de (13). Nesta equação,  $L$  é o comprimento da linha,  $Y_C = \sqrt{Y/Z}$  é a admitância característica da linha e  $\gamma = \sqrt{ZY}$  é a constante de propagação. Conhecendo-se a tensão aplicada  $V_S$ , que corresponde ao elemento (1,1) de  $\mathbf{V}$ , a tensão na carga, fornecida pelo elemento (2,1) de  $\mathbf{V}$ , pode ser facilmente determinada a partir da solução de (12).

Por fim calcula-se a função de transferência que descreve a atenuação do sinal ao se propagar no canal PLC através da equação (14).

$$\mathbf{I} = [\hat{\mathbf{Y}} + \mathbf{Y}_{carga}]\mathbf{V} \quad (12)$$

$$\hat{\mathbf{Y}} = \begin{bmatrix} Y_C \cosh(\gamma L) & -Y_C \operatorname{csch}(\gamma L) \\ -Y_C \operatorname{csch}(\gamma L) & Y_C \cosh(\gamma L) \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$H(f) = 20 \log_{10} \left| \frac{V_t}{V_r} \right| \quad (14)$$

## 3 Resultados e Análises

A figura 4 mostra o comportamento da função de transferência considerando as aproximações integrais de Carson (1926), Sunde (1968) e Nakagawa (1981), supondo  $\rho = 200 \Omega\text{m}$ ,  $\varepsilon_r = 12$  e  $L = 1 \text{ km}$ . Para essas condições, percebe-se que as três formulações apresentam resultados praticamente idênticos para frequências inferiores a 1 MHz. Por outro lado, com o aumento da frequência, relevantes diferenças são observadas. A equação de Carson, por exemplo, prevê um aumento crescente no módulo da atenuação à medida que a frequência aumenta, enquanto uma tendência à saturação é observada na curva de atenuação estimada com a formulação de Sunde.

No caso da curva obtida com a formulação de Nakagawa, observa-se, a partir de 3 MHz, um ponto de inflexão; à medida que a frequência aumenta, uma redução é observada no módulo da atenuação até que se atinge um ponto de saturação a partir do qual a atenuação apresenta uma tendência de crescimento, o que não se verifica nas demais curvas. De acordo com Olsen (1988) e Nakagawa (1981), isso ocorre porque em frequências mais altas as ondas eletromagnéticas associadas ao sinal que se propaga na linha passam a se comportar como ondas de superfície, deixando de penetrar no solo, que passa a se comportar virtualmente como um plano condutor perfeito. Nesse caso, a única atenuação a que o sinal seria submetido estaria associada à impedância interna do condutor.

Para levar em consideração esse fenômeno utilizando a teoria de linhas de transmissão, é necessário incluir a admitância associada a um solo condutor imperfeito, o que não ocorre com as aproximações de Carson (1926) e Sunde (1968). Isso sugere que, na modelagem de canais PLC para aplicações em banda larga, as formulações de Carson (1926) e Sunde (1968) devem ser evitadas. Desse modo, o trabalho desenvolvido por Anatory e colaboradores (2007) deve ser visto com cautela, posto que os autores citados empregaram nas suas análises em banda larga de frequências a aproximação de Sunde (1968).

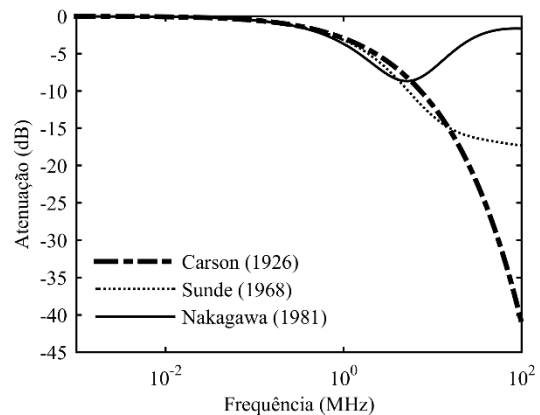


Figura 4. Comparação entre formulações para cálculo de parâmetros de linhas, considerando um solo de 200  $\Omega\text{m}$  e linha de 1 km.

A aproximação de D'Amore e Sarto (1997) é comparada com a aproximação de Nakagawa (1981) na figura 5. Nessa figura, considera-se  $\rho = 200 \Omega\text{m}$ ,  $\epsilon_r = 12$  e  $L = 1$  km. Observa-se que as duas aproximações preveem o mesmo comportamento físico para a atenuação do sinal, ou seja, verifica-se um aumento da atenuação até uma frequência crítica e, posteriormente, uma diminuição da atenuação até uma frequência em que a atenuação do sinal volta a crescer. Como discutido acima, essa frequência é o ponto em que deixam de existir perdas associadas ao retorno pelo solo e a atenuação no sinal passa a se dever somente as perdas internas do condutor (Nakagawa, 1981).

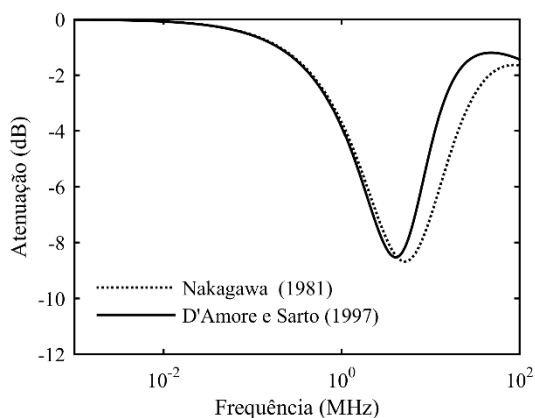


Figura 5. Comparação entre formulações para cálculo de parâmetros de linhas, considerando um solo de  $200 \Omega\text{m}$  e linha de 1 km.

A despeito do mesmo comportamento físico, são observadas na figura 5 diferenças entre as atenuações calculadas com as formulações de Nakagawa (1981) e D'Amore e Sarto (1997) para frequências superiores a 4 MHz. Em baixas frequências, ambas as formulações conduzem a resultados semelhantes àqueles obtidos com a formulação de Carson. No trabalho de Armirshahi e Kavehrad (2006), é possível verificar uma diferença significativa entre a atenuação do sinal computada através da aproximação de Carson (1926) e a atenuação do sinal computada através da aproximação de D'Amore e Sarto (1997) em baixas frequências. Isso não é esperado e possivelmente está relacionado a alguma falha na implementação da formulação de D'Amore e Sarto (1997).

As figuras 6 e 7 apresentam a atenuação do sinal considerando uma linha de 1 km, permissividade relativa do solo igual a 12, diferentes resistividades do solo e as aproximações de Nakagawa (1981) e D'Amore e Sarto (1997), respectivamente. Na figura 6, observa-se que o aumento da resistividade do solo provoca, como esperado, um aumento na atenuação do sinal. Além disso, a atenuação é maior em baixas frequências e para solos de maiores resistividades, sendo que para altas frequências, a partir de aproximadamente 10 MHz, a atenuação é quase insensível a variações na resistividade do solo. Fisicamente, esse resultado indica que a partir de uma dada frequência o retorno do sinal não ocorre pelo solo, mas pelo ar (Olsen, 1988).

Na figura 7, obtida utilizando a formulação de D'Amore e Sarto (1997), percebem-se variações análogas às obtidas com a formulação de Nakagawa (1981) na atenuação do sinal devido a variações na resistividade do solo, especialmente em baixas frequências. Em altas frequências, são observadas pequenas diferenças nas atenuações calculadas com ambas as formulações, mas os resultados obtidos podem ser considerados equivalentes do ponto de vista qualitativo, especialmente se se levar em consideração que o emprego de uma formulação analítica aproximada para o cálculo da impedância e da admitância associadas ao retorno pelo solo pode ser considerado vantajoso, do ponto de vista computacional, em relação ao uso das formulações integrais apresentadas na Seção 2.1.

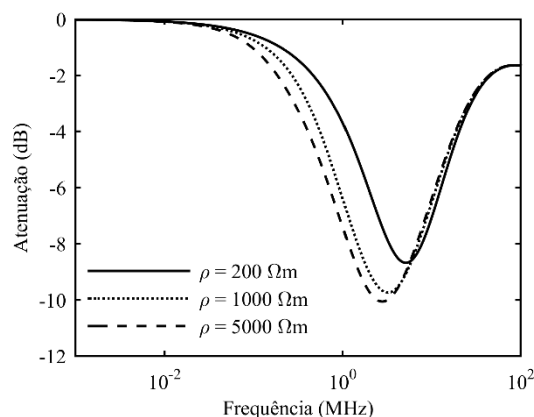


Figura 6. Atenuação no canal PLC considerando diferentes resistividades do solo, linha de 1 km e formulação de Nakagawa (1981).

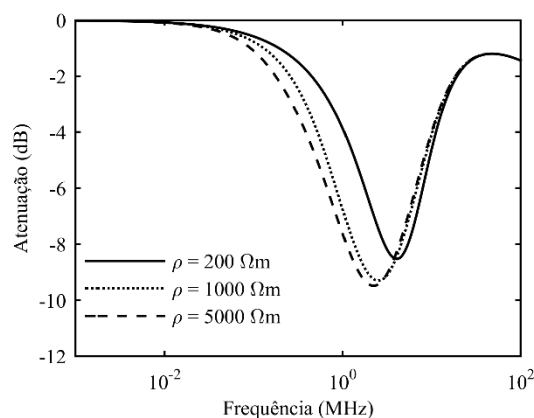


Figura 7. O mesmo da figura 6, só que considerando a formulação de D'Amore e Sarto (1997).

Utilizando a formulação de Nakagawa (1981), pode-se verificar a influência da permissividade relativa do solo na atenuação do sinal, conforme apresentado na figura 8. Nota-se que quanto menor é o valor da permissividade relativa do solo, maior é a atenuação do sinal na frequência crítica. Esse resultado, juntamente com aquele apresentado na figura 6, mostra que a atenuação do sinal é dependente dos parâmetros do solo, isto é, de sua resistividade e permissividade. Sabe-se que os parâmetros do solo são variáveis com a frequência (Alípio e Visacro, 2014). Dessa forma, estudos posteriores são necessários para avaliação da influência desse parâmetro na

atenuação do sinal ao se propagar através do canal PLC.

Para a linha monofásica considerada neste trabalho é possível notar, na figura 9, que a atenuação do sinal mantém uma relação de proporcionalidade com o crescimento da linha. Ou seja, conhecendo-se a atenuação do sinal em uma linha de 1 km, pode-se obter a atenuação do sinal em uma linha de 10 km simplesmente pela multiplicação por 10. Isso só é estritamente válido para o caso em análise. Em redes de distribuição reais, espera-se que a presença dos aterramentos intermediários na linha (Dias et al., 2012) mude o comportamento do canal PLC com o crescimento da linha e, dessa forma, altere a função de transferência que descreve a atenuação do sinal. A descrição do comportamento do canal PLC nesta nova situação será alvo de avaliações futuras.

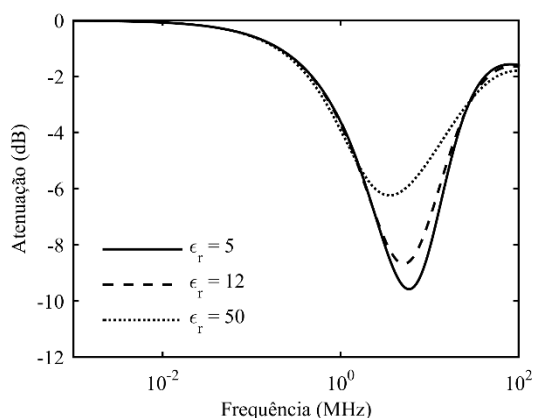


Figura 8. Atenuação no canal PLC considerando a formulação de Nakagawa (1981), solo de 200  $\Omega\text{m}$  e linha de 1 km.

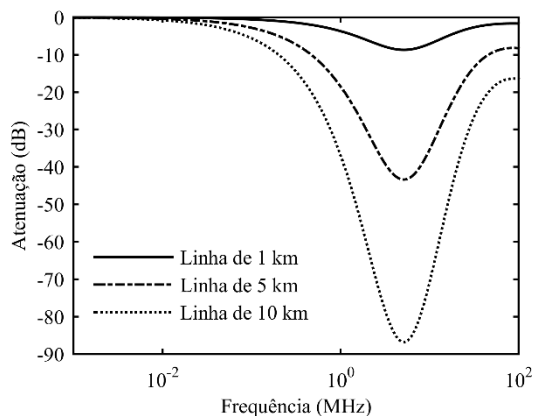


Figura 9. Atenuação no canal PLC considerando diferentes comprimentos de linha, resistividade do solo 200  $\Omega\text{m}$  e formulação de Nakagawa (1981).

#### 4 Conclusão

Verificou-se neste trabalho que para investigações adotando uma abordagem *bottom-up* para descrever o comportamento da comunicação de dados utilizando canais PLC em banda larga de frequências alguns cuidados devem ser tomados. O primeiro é utilizar uma formulação para o cálculo dos parâmetros de linhas que leve em consideração a admitância de retorno pelo solo. Assim, pode-se concluir que as

formulações de Carson (1926) e Sunde (1968) devem ser evitadas e a formulação de Nakagawa (1981) mostra-se uma boa candidata. Conclui-se que a utilização da formulação logarítmica de D'Amore e Sarto (1997) é uma boa aproximação para banda estreita de frequências, produzindo resultados análogos àqueles obtidos com a formulação integral de Nakagawa (1981).

#### Agradecimentos

O presente trabalho foi realizado com o apoio financeiro da CAPES - Brasil. Guilherme S. Lima gostaria de agradecer o apoio dado pelo PPGEE-UFMG (Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais) e pelo IFMG (Instituto Federal de Minas Gerais). Alberto De Conti gostaria de agradecer ao CNPq (304117/2016-1 e 431948/2016-0) e à FAPEMIG (TEC-PPM-00280-17).

#### Referências Bibliográficas

- Alipio, R. and S. Visacro, Oct. 2014, Modeling the frequency dependence of electrical parameters of soil, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 56, no. 5, pp. 1163–1171.
- Ametani, A., Y. Miyamoto, Y. Baba and N. Nagaoka, Dec. 2014, Wave propagation on an overhead multiconductor in a high-frequency region, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 56, no. 6, pp. 1638-1648.
- ANATEL, Agência Nacional de Telecomunicações, Abril 2009, Regulamento sobre condições de uso de radiofrequências por sistemas de banda larga por meio de redes de energia elétrica, Resolução nº 527.
- Anatory, J., E. M. M. Kissaka and N. H. Mvungi, Jan 2007, Channel model for broadband power-line communication, *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, no. 1, pp. 135-141.
- Armishahi, P. and M. Kavehrad, July 2006, High-Frequency characteristics of overhead multiconductor power lines for broadband communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, no. 7, pp. 1292-1303.
- Cano, C., A. Pittolo, D. Malone, L. Lampe, A. M. Tonello and A. G. Dabak, Jul 2016, State of the art in power line communications: from the applications to the medium, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 34, no. 7, pp. 1935-1952.
- Carson, J., Oct. 1926, Wave propagation in overhead wires with ground return, *Bell System Tech. J.*, vol. 5, no. 4, pp. 539-554.
- Cataliotti, A., V. Consetino, D. Cara and G. Tinè, Jan 2011a, Simulation and laboratory experimental tests of a line to shield medium-voltage power-line communication system, *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 26, no. 4, pp. 2829-2836.

- Cataliotti, A., V. Consetino, D. Cara and G. Tinè, 2011b, Simulation of a power line communication system in medium and low voltage distribution networks, in Proc. Int. Workshop Appl. Meas. Power Syst., Aachen, Germany, Sep. 28–30, pp. 107–111.
- Cover, T. M. and J. A. Thomas, 2006, Elements of information theory, John Wiley & Sons, 2<sup>nd</sup> edition.
- D'Amore, M. and M. S. Sarto, Jan. 1997, A new formulation of lossy ground return parameters for transient analysis of multi-conductor dissipative lines, IEEE Trans. Power Del., vol. 12, no. 1, pp. 303–314.
- De Conti, A. and M. P. Emídio, 2016, Extension of a modal-domain transmission line model to include frequency-dependent ground parameters, Electr. Power Syst. Res., vol. 138, pp. 120-130.
- Dias, L. F.; W. A. Souza, R. A. Santos, S. Visacro, A. De Conti and F. H. Silveira, 2012, Avaliação dos riscos a consumidores associados à operação não-intencional de alimentadores rurais como sistemas monofilares com retorno pela terra, in XX SENDI - Seminário Nacional de Distribuição de Energia Elétrica.
- Dommel, H. W., 1996, EMTP Theory Book, Microtran Prower System Analysis Corporation, Vancouver, British Columbia, 2<sup>nd</sup> edition.
- Galli, S., and T. Banwell, July 2005, A novel approach to the modeling of the indoor power line channel - part ii: transfer function and its properties, IEEE Trans. Power Del., vol. 20, no. 3, pp. 1869-1878.
- Galli, S., A. Scaglione and Z. Wang, Jun 2011, For the grid and through the grid: the role of power line communications in the smart grid, Proc. IEEE, vol. 99, no. 6, pp. 998-1027.
- Lampe L., A. M. Tonello and T. G. Swart, 2016, Power line communications - principles, standards and applications from multimedia to smart grid, John Wiley & Sons, 2<sup>nd</sup> edition.
- Lima, G. S., R. M. Gomes, R. E. S. Filho, A. De Conti, F. H. Silveira, S. Visacro and W. A. Souza, 2017, Impulse withstand voltage of single-phase compact distribution line structures considering bare and XPLE-covered cables, Electr. Power Syst. Res., pp. 88-93, vol. 153.
- Milioudis, A., G. Andreou and D. Labridis, Nov. 2016, Optimum transmitted power spectral distribution for broadband power line communication systems considering electromagnetic emissions, Electr. Power Syst. Res., vol. 140, pp. 958-964.
- Nakagawa, M., Mar. 1981, Admittance correction effects of a single overhead line, IEEE Trans. Power App. Syst., vol. PAS-100, no. 3, pp. 1154-1161.
- Oliveira, T. R., A. A. M. Picorone, S. L. Netto and M. V. Ribeiro, 2017, Characterization of Brazilian in-home power line channels for data communication, Electr. Power Syst. Res., vol. 150, pp. 188-197.
- Olsen, R. G., 1988, High frequency propagation losses on an open wire transmission line above dissipative earth, IEEE Trans. On Broadcasting, vol 34, no 2, pg. 292-300.
- Papadopoulos, T. A., C. G. Kaloudas, A. I. Chrysochos and G. K. Papagiannis, Apr 2013, Applications of narrowband power-line communication in medium-voltage smart distribution grids, IEEE Trans. Power Del., vol. 28, no. 2, pp. 981-988.
- Pettersson, P., July 1999, Propagation of waves on a wire above a lossy ground - different formulations with approximations, IEEE Trans. Power Del., vol. 14, no. 3, pp. 1173-1180.
- Shannon, C. E., Feb 1998, Communication in the Presence of Noise, Proceedings of the IEEE, vol. 86, no 2, pp. 447-457.
- Souza, R. E., F. H. Silveira, R. M. Gomes, G. S. Lima, A. De Conti and S. Visacro, 2017, Influence of cable insulating material on the impulse withstand voltage of a single-phase compact distribution line structure, in International Symposium on Lightning Protection (XIV SIPDA), Natal, Brazil.
- Sunde, E., 1968, Earth conduction effects in transmission systems, 2<sup>nd</sup> edition, New York: Dover.
- Zimmermann, M. and Dostert, K., Feb. 2002, Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 44, no. 1, pp. 249-258.