3
Amplificação da Sensibilidade de Fase

Pesquisas iniciadas durante os estudos de mestrado do autor [82] e continuadas durante os trabalhos deste doutorado indicaram que a construção de transdutores magnéticos baseados na fase da impedância de sensores GMI tem o potencial de elevar significativamente os valores de sensibilidade [80-83, 101-104, 107, 85-86], quando comparados aos obtidos com os transdutores GMI destacados na literatura, baseados no módulo [1-2, 36, 50-54, 64, 98-100]. Objetivando a obtenção de níveis de sensibilidade ainda mais elevados, foram desenvolvidos novos circuitos eletrônicos que atuam sobre a impedância equivalente das amostras, possibilitando um aumento expressivo da sensibilidade de fase. Os estudos associados ao projeto e desenvolvimento de tais circuitos foram iniciados durante o mestrado do autor e estendidos pelos trabalhos desenvolvidos neste doutorado [82, 106, 108, 115, 118-119].

3.1.
Método de Amplificação

A sensibilidade das amostras GMI é afetada por parâmetros como amplitude, frequência e nível CC da corrente de excitação, as próprias dimensões da fita, entre outros, sendo que a otimização da sensibilidade é um processo intrinsecamente multivariável. De forma simplificada, uma fita GMI pode ser eletricamente modelada por uma resistência $R_{sens}(H)$ em série com uma indutância $L_{sens}(H)$ [36, 82-83, 106, 108, 115, 118-119], conforme explicitado na eq. (5), ambas dependentes do campo magnético H. O gradiente $d\theta_{sens}(H)/dH$ da equação da fase $\theta_{sens}(H)$ de uma amostra GMI, que é a própria sensibilidade de fase S_{fas} – definida na eq. (28), é máximo na região da origem, sendo que $\theta_{sens}(H)$ pode ser escrita em função das componentes resistiva $R_{sens}(H)$ e reativa $X_{sens}(H) = \omega L_{sens}(H)$, onde ω é a frequência angular da corrente de excitação [82, 106, 108, 115, 118-119]. Com isso, foi proposto, durante os trabalhos de mestrado do autor [82], um circuito, apresentado na Figura 25, que buscasse anular essas componentes, em torno de um campo de polarização $H = H_{pol}$, a fim de amplificar a sensibilidade de fase [115].

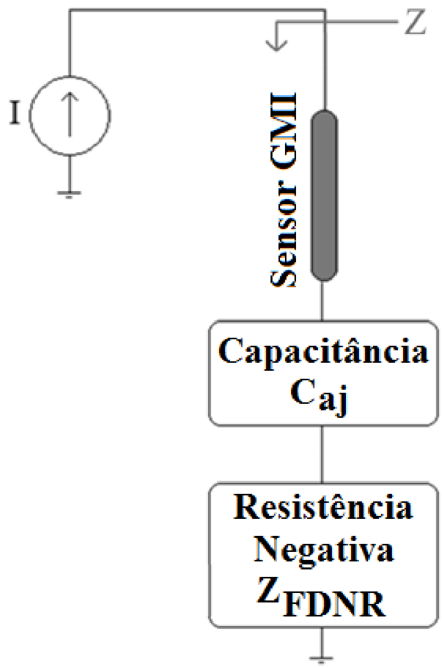

Figura 25 – Configuração eletrônica idealizada para implementação do método de amplificação da sensibilidade de fase.

Considerando que o circuito opere com os elementos sensores polarizados em torno de um ponto de polarização H_{pol}, tem-se que ele é composto por uma capacitância de ajuste C_{aj}, que deve compensar a componente reativa $\omega L_{sens}(H_{pol})$, em série com uma resistência negativa Z_{FDNR}, a fim de compensar a componente resistiva $R_{sens}(H_{pol})$, conforme apresentado na Figura 25 [82, 106, 108, 115, 118-119]. Sabe-se que não existem resistências negativas como elementos simples de dois terminais, exceto por alguns dispositivos não-lineares, como por exemplo o diodo túnel, que podem se comportar como resistências negativas em uma dada região de sua faixa de operação. No entanto, é possível implementar uma resistência negativa utilizando uma topologia RC ativa de dois terminais, conhecida como GIC (*Generalized Immittance Converter*) [128].

Entre as possíveis configurações de GICs, aquela apresentada na Figura 26, que usa dois Amplificadores Operacionais (AmpOps) casados, conhecida como circuito GIC de Antoniou, é a preferida, pois é altamente estável e tolerante a características não ideais dos AmpOps, como ganho finito e banda de passagem limitada.

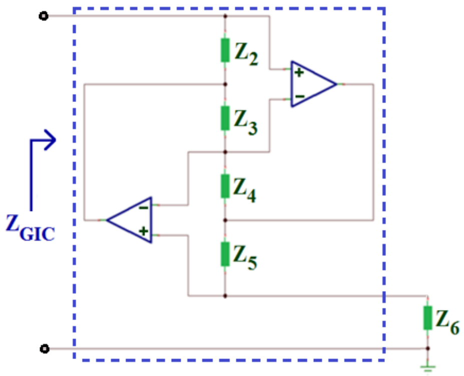

Figura 26 – *Generalized Immittance Converter* (GIC).

Assumindo AmpOps ideais, a impedância equivalente de entrada Z_{GIC}, para o GIC apresentado na Figura 26, é dada pela eq. (39).

$$Z_{GIC} = \left(\frac{Z_2 Z_4}{Z_3 Z_5} \right) Z_6 \tag{39}$$

Escolhendo-se adequadamente as impedâncias Z_i pode-se implementar um circuito capaz de simular o comportamento de uma resistência negativa, conhecido como FDNR (*frequency-dependent negative-resistance*), indicado na Figura 27, cuja impedância equivalente Z_{FDNR} é definida pela eq. (40) [128].

$$Z_{FDNR} = -\frac{R_4}{w^2 C_2 C_6 R_3 R_5} \tag{40}$$

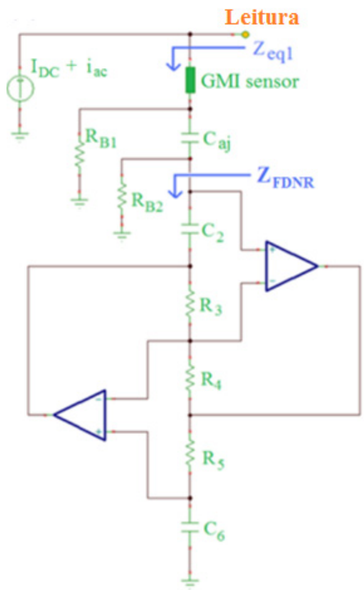

Figura 27 – Representação esquemática do circuito eletrônico desenvolvido para a amplificação da sensibilidade de fase das amostras GMI.

Nos trabalhos desenvolvidos durante o doutorado, realizou-se uma análise detalhada do circuito previamente desenvolvido, objetivando um melhor controle das variáveis de ajuste envolvidas no processo de amplificação da sensibilidade, de forma que, dada certa sensibilidade desejada, seja possível definir os valores adequados da capacitância de ajuste C_{aj} e da resistência negativa de ajuste Z_{FDNR}.

Os resistores R_{B1} e R_{B2}, indicados na Figura 27, não fazem parte da configuração ideal do circuito. No entanto, R_{B1} faz-se necessário para retirar – para terra – o nível CC de corrente (I_{CC}) que atravessa a fita GMI, e R_{B2} é utilizado para polarizar a entrada positiva do amplificador operacional a ele conectado. Contudo, considerando que

$$\begin{cases} R_{B2} >> \dfrac{R_4}{w^2 C_2 C_6 R_3 R_5} \\ R_{B1} >> \sqrt{\left(\dfrac{R_4}{w^2 C_2 C_6 R_3 R_5}\right)^2 + \left(\dfrac{1}{wC_{aj}}\right)^2} \end{cases}, \tag{41}$$

podem-se desprezar as contribuições de R_{B1} e R_{B2}, e definir a impedância $Z_{eq1}(H)$, apresentada na Figura 27, como

$$Z_{eq1}(H) = \overbrace{R_{sens}(H) - \frac{R_4}{w^2 C_2 C_6 R_3 R_5}}^{\text{componente real}} + \overbrace{j\left(wL_{sens}(H) - \frac{1}{wC_{AJ}}\right)}^{\text{componente imaginária}}. \tag{42}$$

Consequentemente, a fase de $Z_{eq1}(H)$ pode ser expressa como

$$\theta_{eq1}(H) = \arctan\left(\frac{\left(wL_{sens}(H) - \dfrac{1}{wC_{AJ}}\right)}{R_{sens}(H) - \dfrac{R_4}{w^2 C_2 C_6 R_3 R_5}}\right). \tag{43}$$

O procedimento para definição dos valores das variáveis de ajuste C_{aj} e Z_{FDNR} inicia-se com a caracterização experimental da amostra GMI, de forma a obter suas curvas de módulo $|Z_{sens}|$ x H, fase θ_{sens} x H e, consequentemente, as curvas da componente resistiva R_{sens} x H (eq. (33)) e indutiva L_{sens} x H (eq. (34)). Visto que o objetivo é elevar a sensibilidade de fase, com base na curva θ_{sens} x H deve-se determinar uma região linear de sensibilidade máxima (maior inclinação), a qual se estende de H_1 a H_2. Para esta região de interesse, deve-se obter o polinômio de ajuste que modela o comportamento de $L_{sens}(H)$ e $R_{sens}(H)$.

Em seguida, substituem-se as equações de $L_{sens}(H)$ e $R_{sens}(H)$ obtidas na eq. (43), utilizando $\omega = 2\pi f$, onde f é a frequência da corrente de excitação e, posteriormente, deriva-se a eq. (43) em relação a H. Dessa forma, chega-se à equação da sensibilidade:

$$S_{fas\_amp} = \frac{d\theta_{eq1}(H)}{dH} \tag{44}$$

Consequentemente, para se obterem os valores apropriados de Z_{FDNR} e C_{aj}, correspondentes a um valor específico K de sensibilidade, em H_{pol}, deve-se fazer $S_{fas\_amp} = d\theta_{eq1}(H_{pol})/dH = K$.

A fim de analisar a aplicação do método proposto a um caso real, realizou-se a caracterização experimental de uma amostra GMI excitada por uma corrente com frequência $f = 100$ kHz, para a qual definiu-se $H_{pol} = 0{,}7$ Oe e uma região de operação que vai de $H_1 = 0{,}4$ Oe até $H_2 = 1{,}1$ Oe. Nesta região, expressando-se o campo magnético H em oersteds, tem-se que os comportamentos de $R_{sens}(H)$, em ohms, e $L_{sens}(H)$, em henrys, podem ser modelados pelas seguintes equações:

$$R_{sens}(H) = -0{,}094 \times H + 0{,}09048 \quad \text{, e} \tag{45}$$

$$L_{sens}(H) = -3 \times 10^{-7} \times H + 5 \times 10^{-7}. \tag{46}$$

Substituindo-se as eqs. (45) e (46) na eq. (43) obtém-se

$$\theta_{eq1}(H) = \arctan\left(\frac{\left(w(-3 \times 10^{-7} \times H + 5 \times 10^{-7}) - \dfrac{1}{wC_{AJ}} \right)}{(-0{,}094 \times H + 0{,}09048) - \dfrac{R_4}{w^2 C_2 C_6 R_3 R_5}} \right). \tag{47}$$

Em seguida, aplicando-se a eq. (44) à eq. (47), obtém-se a curva de sensibilidade S_{fas_amp} em função de C_{aj} e Z_{FDNR} (Figura 28), onde a sensibilidade é expressa em graus por oersted (^{o} Oe^{-1}), por meio da qual se podem definir os valores de C_{aj} e Z_{FDNR} necessários para se obter a sensibilidade K desejada.

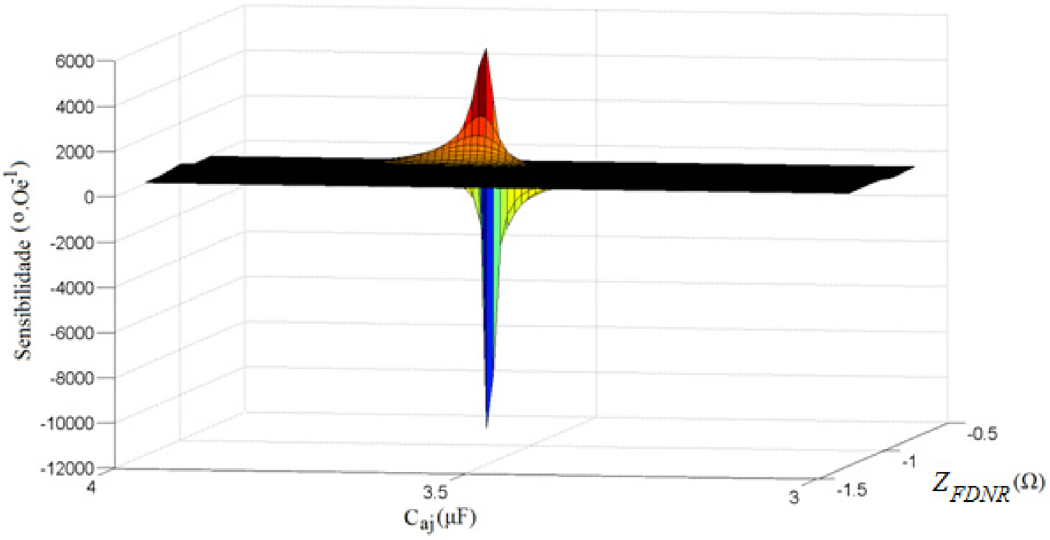

Figura 28 – Sensibilidade de fase das amostras GMI em função de C_{aj} e Z_{FDNR}.

A curva de sensibilidade de fase das amostras GMI, S_{fas_amp}, em função de C_{aj} e Z_{FDNR}, apresentada na Figura 28, indica que, para valores muito altos de sensibilidade, pequenas variações nos parâmetros de ajuste C_{aj} e Z_{FDNR} provocam grandes alterações na sensibilidade. Dessa forma, percebe-se que sensibilidades muito elevadas requerem um aumento da complexidade do circuito eletrônico desenvolvido, objetivando um controle preciso dos parâmetros de ajuste.

O circuito eletrônico desenvolvido foi também simulado em um software SPICE utilizando-se os valores de C_{aj} e Z_{FDNR} obtidos pelo método matemático aqui implementado, objetivando-se elevar a sensibilidade de fase de uma amostra GMI de 7^o Oe^{-1} para 100^o Oe^{-1}. Os resultados da simulação confirmaram a amplificação de fase desejada, comprovando a eficácia do método proposto. A amplificação da sensibilidade de fase de sensores GMI é crítica em aplicações envolvendo a medição de campos magnéticos ultra-fracos, pois a resolução do transdutor depende fortemente de sua sensibilidade.

O método desenvolvido permite que se tenha um maior controle sobre as variáveis de ajuste, contribuindo para um aumento da confiabilidade na implementação do circuito eletrônico de amplificação da sensibilidade de fase de amostras GMI. A análise realizada também auxilia na seleção da sensibilidade desejada, uma vez que esta impacta diretamente na necessidade de estabilidade dos valores dos componentes eletrônicos de ajuste.

A avaliação experimental da topologia eletrônica desenvolvida demonstrou que, conforme previsto teoricamente, ela possibilita a amplificação da sensibilidade de fase das amostras GMI [115]. Porém, deve-se destacar que o circuito eletrônico desenvolvido apresenta o revés de reduzir o valor do módulo da impedância equivalente Z_{eq1}, ao elevar a sensibilidade S_{fas_amp}, sendo que a sensibilidade máxima é obtida para $Z_{sens} = 0$. Dessa forma, percebe-se que, na prática, para valores muito altos de sensibilidade, a configuração desenvolvida terá dificuldades para detectar as variações de fase, visto que os níveis de tensão, no ponto de leitura, serão extremamente baixos. Também existem dificuldades para se garantir uma variação linear da fase $\theta_{eq1}(H)$ em função do campo magnético H, a qual dependerá intrinsecamente do comportamento da variação das componentes reativas e resistivas das amostras GMI.

3.2.
Método de Amplificação Aprimorado

Tendo em vista os problemas práticos da topologia originalmente desenvolvida para amplificação da sensibilidade de fase, destacados na seção anterior (seção 3.1), ainda durante o mestrado do autor, idealizou-se uma configuração aprimorada que é apresentada na Figura 29 [82, 118-119]. Esta nova configuração eletrônica foi desenvolvida com o objetivo de garantir a linearidade do transdutor na região de operação e elevar os níveis de tensão no ponto de leitura, de modo a se ficar mais imune ao ruído eletrônico. No entanto, apenas durante os estudos realizados no presente trabalho alcançou-se a adequada compreensão teórica deste novo circuito [118-119], destacando-se, por exemplo, a demonstração de que o circuito desenvolvido pode ser operado tanto na região estável quanto na instável, conforme apresentado na seção 3.2.3. Por sua vez, foi também durante este doutorado que se avaliou pela primeira vez a influência de diversos aspectos práticos que afetam significativamente o comportamento ideal do circuito (seção 3.2.2).

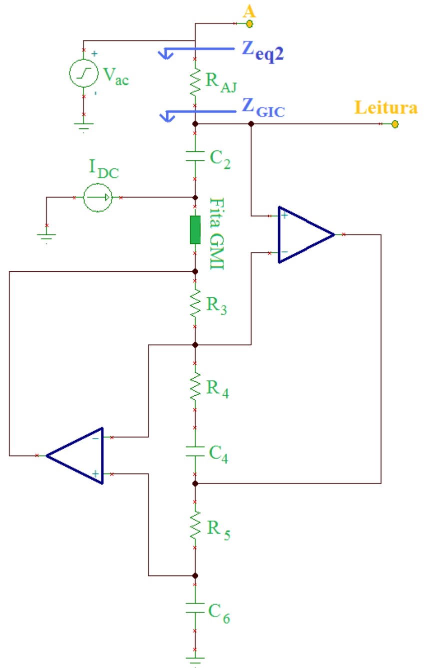

Figura 29 – Representação esquemática da configuração aprimorada do circuito para amplificação da sensibilidade de fase.

Na configuração alternativa do circuito, a impedância $Z_{GIC}(H)$, indicada na Figura 29, é definida como

$$Z_{GIC}(H)=\overbrace{\frac{1}{wC_6R_5R_3}\left(R_4wL_{sens}(H)-\frac{R_{sens}(H)}{wC_4}-\frac{R_4}{wC_2}\right)}^{\text{componente real}}-\ldots\Rightarrow$$
$$\ldots\Rightarrow j\overbrace{\frac{1}{wC_6R_5R_3}\left(R_4R_{sens}(H)+\frac{L_{sens}(H)}{C_4}-\frac{1}{w^2C_2C_4}\right)}^{\text{componente imaginária}}. \quad (48)$$

Consequentemente, $Z_{eq2}(H)= R_{AJ} + Z_{GIC}(H)$ é dado por

$$Z_{eq2}(H)=\overbrace{R_{AJ}+\frac{1}{wC_6R_5R_3}\left(R_4wL_{sens}(H)-\frac{R_{sens}(H)}{wC_4}-\frac{R_4}{wC_2}\right)}^{\text{componente real}}-\ldots\Rightarrow$$
$$\ldots\Rightarrow j\overbrace{\frac{1}{wC_6R_5R_3}\left(R_4R_{sens}(H)+\frac{L_{sens}(H)}{C_4}-\frac{1}{w^2C_2C_4}\right)}^{\text{componente imaginária}}. \quad (49)$$

A resistência R_{AJ}, inserida em série com Z_{GIC}, permite que se ajuste o valor da componente resistiva de Z_{eq2}, tornando-a tão próxima de zero quanto se queira. De forma a se permitir tal ajuste, deve-se garantir que a componente real de Z_{GIC}, $Re\{Z_{GIC}\}$, seja negativa, ou seja

$$R_4 w L_{sens}(H) < \frac{R_{sens}(H)}{wC_4} + \frac{R_4}{wC_2} \ . \tag{50}$$

Para a faixa de frequências de operação, essa restrição é facilmente atendida tendo em vista as características das amostras GMI analisadas, as quais apresentam L_{sens} da ordem de centenas de nanohenrys e R_{sens} da ordem de ohms.

Ainda, fazendo-se

$$G = \frac{1}{wC_6 R_5 R_3} \ , \tag{51}$$

onde G é uma constante arbitrária expressa em Ω^{-1}, pode-se reescrever a eq. (49) como

$$Z_{eq2}(H) = \overbrace{R_{AJ} + G\left(R_4 w L_{sens}(H) - \frac{R_{sens}(H)}{wC_4} - \frac{R_4}{wC_2}\right)}^{\text{componente real}} - \overbrace{jG\left(R_4 R_{sens}(H) + \frac{L_{sens}(H)}{C_4} - \frac{1}{w^2 C_2 C_4}\right)}^{\text{componente imaginária}} . \tag{52}$$

Consequentemente, a fase de $Z_{eq2}(H)$ pode ser expressa como

$$\theta_{eq2}(H) = \arctan\left(\frac{-G\left(R_4 R_{sens}(H) + \frac{L_{sens}(H)}{C_4} - \frac{1}{w^2 C_2 C_4}\right)}{R_{AJ} + G\left(R_4 w L_{sens}(H) - \frac{R_{sens}(H)}{wC_4} - \frac{R_4}{wC_2}\right)}\right) . \tag{53}$$

Por sua vez, apresenta-se na Figura 30 a função arco-tangente, com seu espaço imagem contido entre -90º e 90º, situação esta que equivale à componente resistiva (real) de Z_{eq2} estar contida no intervalo $[0,+\infty)$ e à componente reativa (imaginária) estar contida em $(-\infty,+\infty)$.

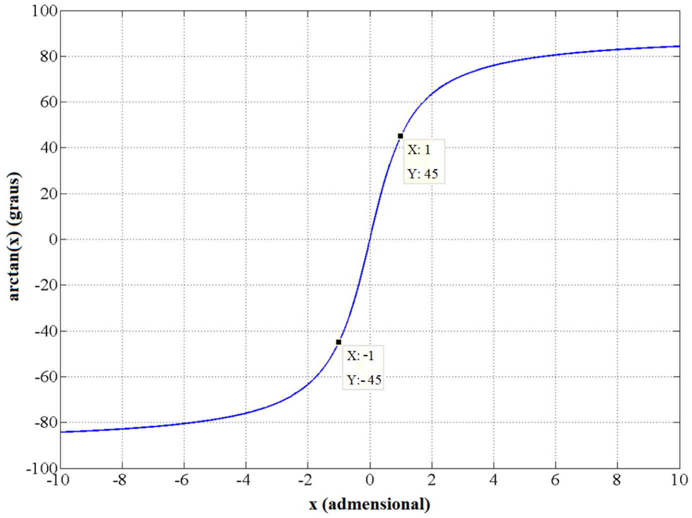

Figura 30 – Função arco-tangente.

A Figura 30 permite verificar que a função arco-tangente é satisfatoriamente linear na região entre ±45º ou, em termos de seu domínio, ±1. Assim, se o argumento da função arco-tangente (eq. (53)) tiver comportamento linear entre ±1, a função também apresentará comportamento linear nessa região. Consequentemente, ter-se-á um comportamento linear da variação de fase θ_{eq2} em função do campo magnético H.

Por sua vez, observando-se o denominador $D(H)$ do argumento da função arco-tangente $\theta_{eq2}(H)$ (eq. (53)), ou seja, o termo

$$D(H) = R_{AJ} + G\left(R_4 w L_{sens}(H) - \frac{R_{sens}(H)}{wC_4} - \frac{R_4}{wC_2} \right), \tag{54}$$

verifica-se que os termos dependentes do campo magnético ($R_{sens}(H)$ e $L_{sens}(H)$) se compõem por meio de uma subtração. Dessa forma, pode-se minimizar, ou teoricamente cancelar, a dependência de $D(H)$ (eq. (54)) em relação ao campo magnético.

Mais especificamente, para garantir que a eq. (54) não dependa do campo magnético, deve-se fazer

$$\frac{dD(H)}{dH} = \frac{d}{dH}\left(R_{AJ} + G\left(R_4 w L_{sens}(H) - \frac{R_{sens}(H)}{wC_4} - \frac{R_4}{wC_2} \right)\right) = 0\,. \tag{55}$$

Assim, tem-se que

$$G\left(R_4 w \frac{dL_{sens}(H)}{dH} - \frac{\dfrac{dR_{sens}(H)}{dH}}{wC_4} \right) = 0 \Rightarrow R_4 = \frac{1}{w^2 C_4}\frac{dR_{sens}(H)}{dL_{sens}(H)}\,. \tag{56}$$

Consequentemente, o denominador $D(H)$ é definido pela substituição da eq. (56) na eq. (54), obtendo-se

$$D(H) = R_{AJ} + G\left(\frac{1}{w^2 C_4}\frac{dR_{sens}(H)}{dL_{sens}(H)} wL_{sens} - \frac{R_{sens}}{wC_4} - \frac{1}{w^2 C_4}\frac{dR_{sens}(H)}{dL_{sens}(H)}\frac{1}{wC_2} \right) = \text{cte}\,. \tag{57}$$

Simplificando, obtém-se

$$D(H) = R_{AJ} + \frac{G}{C_4}\left(\frac{L_{sens}}{w}\frac{dR_{sens}(H)}{dL_{sens}(H)} - \frac{R_{sens}}{w} - \frac{1}{w^3 C_2}\frac{dR_{sens}(H)}{dL_{sens}(H)} \right) = \text{cte}\,. \tag{58}$$

Por sua vez, o numerador $N(H)$ do argumento da função arco-tangente $\theta_{eq2}(H)$ (eq. (53)) pode ser escrito como

$$N(H) = -G\left(R_4 R_{sens}(H) + \frac{L_{sens}(H)}{C_4} - \frac{1}{w^2 C_2 C_4}\right). \tag{59}$$

Ou seja, no numerador $N(H)$ (eq. (59)) as componentes dependentes do campo magnético H se somam, intensificando a variação do numerador, e consequentemente da fase θ_{eq2}, em função do campo magnético.

Essa situação é particularmente útil, pois se pode forçar que a eq. (58) (denominador) assuma um valor constante e independente do campo magnético, enquanto se intensifica a dependência da eq. (59) (numerador) em relação ao campo magnético. Dessa forma, operando-se em uma faixa de campos magnéticos onde $R_{sens}(H)$ e $L_{sens}(H)$ tenham comportamentos lineares, força-se que o argumento da função arco-tangente $\theta_{eq2}(H)$ tenha um comportamento linear. Assim, conforme previamente discutido, a fase apresentará dependência linear em relação ao campo magnético na região em que o argumento da função arco-tangente está contido no intervalo [-1,1].

Para garantir que o denominador, eq. (54), seja constante e independente do campo magnético, deve-se atender à eq. (56). Logo, nesta situação, deve-se substituir a eq. (56) na eq. (59), para se obter a expressão do numerador $N(H)$; conforme definido pela eq. (60),

$$N(H) = -\frac{G}{C_4}\left(\frac{R_{sens}(H)}{w^2}\frac{dR_{sens}(H)}{dL_{sens}(H)} + L_{sens}(H) - \frac{1}{w^2 C_2}\right). \tag{60}$$

De modo a se garantir uma excursão simétrica da fase $\theta_{eq2}(H)$, em torno do campo de polarização H_{pol}, deve-se fazer $\theta_{eq2}(H_{pol}) = 0^o$. Consequentemente, para um campo H_{pol}, deve-se igualar a eq. (60), numerador do argumento do arco tangente, a zero, obtendo-se a eq. (61). Dessa forma, na situação em que o campo de polarização H_{pol} seja o único a atuar sobre as amostras, ter-se-á fase nula ($\theta_{eq2}(H_{pol}) = 0^o$). Quando houver um campo magnético externo que se superponha ao campo de polarização, o valor da fase irá aumentar ou diminuir, dependendo do sentido do campo. Ainda, garante-se operação quase-linear na região entre ±45º.

$$N(H_{pol}) = -\frac{G}{C_4}\left(\frac{R_{sens}(H_{pol})}{w^2}\frac{dR_{sens}(H_{pol})}{dL_{sens}(H_{pol})} + L_{sens}(H_{pol}) - \frac{1}{w^2 C_2}\right) = 0 \tag{61}$$

Simplificando, obtém-se

$$N(H_{pol}) = \left(\frac{R_{sens}(H_{pol})}{w^2} \frac{dR_{sens}(H_{pol})}{dL_{sens}(H_{pol})} + L_{sens}(H_{pol}) - \frac{1}{w^2 C_2} \right) = 0\,. \qquad (62)$$

Com relação à constante multiplicativa G, eq. (51), em teoria, tem-se que quanto maior o valor desse termo, maiores serão as variações de fase em função do campo magnético, desde que R_{AJ} seja ajustado apropriadamente. Para se ter um ganho da ordem de G na sensibilidade de fase, o aumento em G deve ser seguido de um aumento em R_{AJ}, de forma a manter constante o denominador do argumento de $\theta_{eq2}(H)$, eq. (53).

Pela eq. (53), verifica-se que aumentar G implica em aumentar as variações do numerador em função do campo magnético, $\Delta N(H)$. Porém, o aumento de G não afeta as variações do denominador em função do campo magnético, $\Delta D(H)$; pois, teoricamente, atendendo-se à restrição imposta pela eq. (56), garante-se $\Delta D(H) = 0$ na região de operação, independentemente do valor de G.

Por outro lado, aumentar G eleva o valor do módulo de Z_{GIC}, ou seja, os amplificadores operacionais do GIC saturarão mais rapidamente para variações menores do campo magnético H. Para contornar esse problema dever-se-ia reduzir a amplitude da corrente de excitação de forma proporcional ao aumento de G. No entanto, para correntes CA de amplitudes muito baixas (abaixo de 1 mA) começa-se a comprometer as características do efeito GMI. Consequentemente, o valor da constante G deve ser arbitrado tendo em vista os aspectos aqui discutidos.

Ressalta-se que, pelo ajuste de R_{aj}, é possível fazer

$$D(H_{pol}) \to 0_+\,. \qquad (63)$$

Nesta situação, como $N(H_{pol}) = 0$, eq. (62), obtém-se

$$\frac{d\theta_{eq2}}{dH} \to \infty\,. \qquad (64)$$

Ou seja, ao se fazer o denominador $D(H_{pol})$ tender a zero, faz-se com que pequenas variações de campo magnético acarretem em grandes variações de fase θ_{eq2}. Porém, aspectos práticos impossibilitam que a eq. (63) atinja valores muito pequenos de forma controlável. Assim, em H_{pol}, por aspectos práticos realistas, usualmente, arbitra-se

$$|D(H_{pol})| \geq 1\Omega\,. \tag{65}$$

Outro aspecto relevante da topologia apresentada na Figura 29 é que se utiliza uma fonte de tensão CA, ao invés de uma fonte de corrente CA, a qual seria a abordagem convencional, visto que nesse caso se garantiria que a amplitude da corrente não fosse afetada por variações na impedância Z_{eq2}.

Caso se utilizasse uma fonte de corrente $I' = |I'|\underline{|0^o}$ a tensão medida no ponto "A", $V_{A'}$, seria dada pela eq. (66) e a tensão medida no ponto "Leitura", $V_{leitura'}$, pela eq. (67).

$$V_{A'} = |Z_{eq2}|\underline{|\theta_{eq2}} \times |I'|\underline{|0^o} = \left(|Z_{eq2}| \times |I'|\right)\underline{|\theta_{eq2}} \tag{66}$$

$$V_{leitura'} = |Z_{GIC}|\underline{|\theta_{GIC}} \times |I'|\underline{|0^o} = \left(|Z_{GIC}| \times |I'|\right)\underline{|\theta_{GIC}} \tag{67}$$

Nesta situação, a tensão V teria que ser medida no ponto "A" e não no ponto "Leitura", pois a variação de fase da tensão medida no ponto "Leitura" seria dependente apenas de Z_{GIC}, e não de Z_{eq2}, o que não é satisfatório, visto que $(d\theta_{GIC} / dH) << (d\theta_{eq2} / dH)$. Porém, a medição no ponto "A" implica em níveis de tensão muito pequenos, visto que $Z_{eq2}(H_{pol})$ é muito pequeno, pois $N(H_{pol}) = 0$ e, tipicamente, $D(H_{pol}) = 1$.

Por outro lado, para a configuração proposta na Figura 29, utilizando uma fonte de tensão CA $V = |V|\underline{|0^o}$, tem-se que a corrente I que flui pelas impedâncias que compõem o circuito é dada pela eq. (68) e, consequentemente, a tensão medida no ponto "A", V_A, é dada pela eq. (69) e a tensão medida no ponto "Leitura", $V_{leitura}$, pela eq. (70).

$$I = \frac{|V|\underline{|0^o}}{|Z_{eq2}|\underline{|\theta_{eq2}}} = \frac{|V|}{|Z_{eq2}|}\underline{|-\theta_{eq2}} = |I|\underline{|-\theta_{eq2}}\,, \tag{68}$$

$$V_A = |V|\underline{|0^o} \text{ e} \tag{69}$$

$$V_{leitura} = |Z_{GIC}|\underline{|\theta_{GIC}} \times |I|\underline{|-\theta_{eq2}} = \left(|Z_{GIC}| \times |I|\right)\underline{|\theta_{GIC} - \theta_{eq2}}\,. \tag{70}$$

Nessa configuração, a tensão no ponto "A", V_A, não apresenta variação de fase, eq. (69). Por outro lado, conforme definido na eq. (70), a defasagem medida no ponto "Leitura" é dependente tanto de Z_{eq2} quanto de Z_{GIC}, visto que a fase da tensão $V_{leitura}$ é dada por $\theta_{leitura} = (\theta_{GIC} - \theta_{eq2})$. Dessa forma, a topologia proposta possibilita a leitura da variação de fase no ponto "Leitura", onde os níveis de tensão são altos ($|Z_{GIC}|$ é elevado).

Destaca-se que, para esta configuração, quando a impedância Z_{eq2} variar em função do campo magnético H, consequentemente a amplitude da corrente CA que passa pelas amostras GMI será alterada. Este fato certamente é um inconveniente. Porém, deve-se lembrar, conforme discutido na seção 2.2, que a impedância das amostras GMI não é significativamente alterada por variações da amplitude da corrente.

À primeira vista, poder-se-ia considerar que a expressão obtida para $\theta_{leitura}$ reduz significativamente a variação de fase total, pois $\theta_{leitura}$ é dada pela subtração entre θ_{GIC} e θ_{eq2}. Porém, deve-se destacar que $(d\theta_{GIC} / dH) << (d\theta_{eq2} / dH)$, de modo que a maior parcela das variações em $\theta_{leitura}$ é advinda das variações em θ_{eq2}. Ainda mais importante, a partir da eq. (48) pode-se definir θ_{GIC} como

$$\theta_{GIC}(H) = \arctan\left(\frac{-\left(R_4 R_{sens}(H) + \dfrac{L_{sens}(H)}{C_4} - \dfrac{1}{w^2 C_2 C_4} \right)}{\left(R_4 w L_{sens}(H) - \dfrac{R_{sens}(H)}{wC_4} - \dfrac{R_4}{wC_2} \right)} \right). \tag{71}$$

Sabe-se que, atendendo à restrição imposta pela eq. (62), garante-se que o numerador das funções arco-tangente, definidas pelas eqs. (53) e (71), seja nulo em H_{pol}. Além disso, ao se observar a expressão de θ_{GIC} (eq. (71)) verifica-se que, ao se atenderem às restrições impostas pelas eqs. (50) e (56), garante-se que o denominador do argumento da função arco-tangente, definida pela eq. (71), seja negativo e constante. Por outro lado, nesta situação, observando-se a expressão de θ_{eq2} (eq. (53)), verifica-se que é possível fazer com que o denominador do argumento da função arco-tangente, eq. (53), seja uma constante positiva ou negativa, em função do valor arbitrado para a resistência de ajuste R_{AJ}.

A escolha de R_{AJ} afeta a dependência de $\theta_{leitura}$ em função do campo magnético H. A fim de explicitar esta dependência, a Figura 31 apresenta a representação fasorial das impedâncias Z_{eq2} e Z_{gic}, ajustando-se R_{AJ} de modo a garantir que o denominador do argumento da função arco-tangente, eq. (53), seja uma constante negativa. Por outro lado, a Figura 32 apresenta a representação fasorial das impedâncias Z_{eq2} e Z_{gic}, ajustando-se R_{AJ} de modo a garantir que o denominador do argumento da função arco-tangente, eq. (53), seja uma constante positiva. Nestas Figuras, D_{eq2} e N_{eq2} indicam, respectivamente, as componentes real e imaginária da impedância Z_{eq2}, cuja fase θ_{eq2} é definida pela eq. (53), enquanto D_{gic} e N_{gic} indicam, respectivamente, as componentes real e imaginária da impedância Z_{gic}, cuja fase θ_{gic} é definida pela eq. (71).

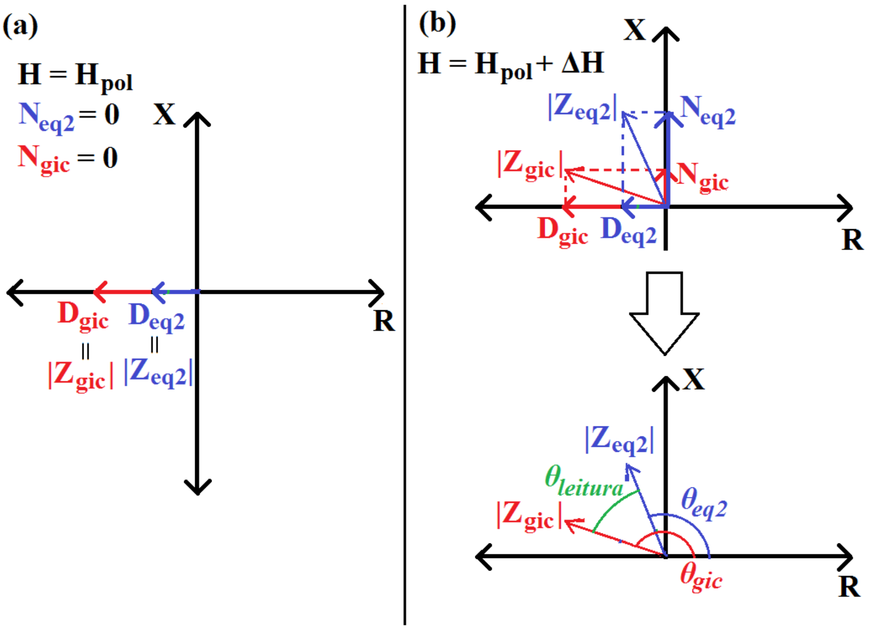

Figura 31 – Representação fasorial das impedâncias Z_{eq2} e Z_{gic}, ajustando-se R_{AJ} de modo a garantir que o denominador do argumento da função arco tangente, eq. (53), seja uma constante negativa, para (a) $H = H_{pol}$ e (b) $H = Hpol + \Delta H$.

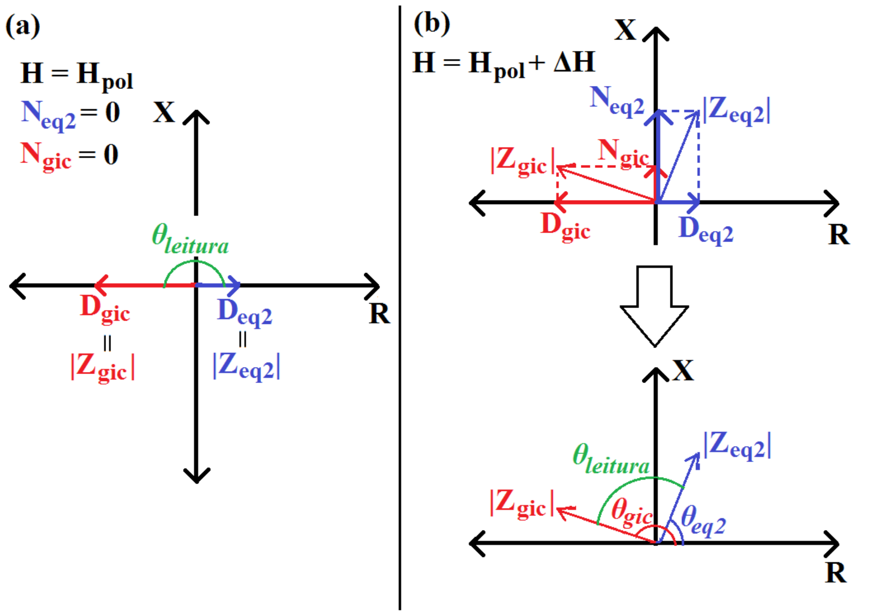

Figura 32 – Representação fasorial das impedâncias Z_{eq2} e Z_{gic}, ajustando-se R_{AJ} de modo a garantir que o denominador do argumento da função arco tangente, eq. (53), seja uma constante positiva, para (a) $H = H_{pol}$ e (b) $H = Hpol + \Delta H$.

Observando-se a Figura 31(a), onde $D_{eq2}(H_{pol})$ é uma constante real negativa, verifica-se que, em H_{pol}, tem-se que

$$\left.\begin{array}{l}\theta_{gic}(H_{pol})=180^o\\ \theta_{eq2}(H_{pol})=180^o\end{array}\right\}\theta_{leitura}(H_{pol})=\theta_{gic}(H_{pol})-\theta_{eq2}(H_{pol})=0^o \quad . \tag{72}$$

Por sua vez, a Figura 31(b) indica que para uma dada variação de campo ΔH, tem-se que

$$\left\{\begin{array}{l}\Delta\theta_{gic}=\theta_{gic}(H_{pol}+\Delta H)-\theta_{gic}(H_{pol})=\theta_{gic}(H_{pol}+\Delta H)-180^o\\ \Delta\theta_{eq2}=\theta_{eq2}(H_{pol}+\Delta H)-\theta_{eq2}(H_{pol})=\theta_{eq2}(H_{pol}+\Delta H)-180^o\end{array}\right. . \tag{73}$$

Dessa forma a variação de fase $\Delta\theta_{leitura}$ pode ser expressa como

$$\begin{array}{c}\Delta\theta_{leitura}=\theta_{leitura}(H_{pol}+\Delta H)-\overbrace{\theta_{leiura}(H_{pol})}^{0^o}=\theta_{gic}(H_{pol}+\Delta H)-\theta_{eq2}(H_{pol}+\Delta H)\\ \Downarrow\\ \Delta\theta_{leitura}=180^0+\Delta\theta_{gic}-(180^0+\Delta\theta_{eq2})=\Delta\theta_{gic}-\Delta\theta_{eq2}\end{array} . \tag{74}$$

Para a situação analisada na Figura 31, tendo em vista a eq. (73), verifica-se que tanto a variação de fase $\Delta\theta_{gic}$ quanto a variação de fase $\Delta\theta_{eq2}$ são valores negativos. Consequentemente, tendo em vista a eq. (74), que define a variação de fase $\Delta\theta_{leitura}$, conclui-se que, nesta situação, $\Delta\theta_{gic}$ e $\Delta\theta_{eq2}$ se compõem de forma destrutiva, o que contribui para a redução da variação de fase $\Delta\theta_{leitura}$ em função do campo magnético H.

Por outro lado, observando-se a Figura 32(a), onde $D_{eq2}(H_{pol})$ é uma constante real positiva, verifica-se que, em H_{pol}, tem-se que

$$\left.\begin{array}{l}\theta_{gic}(H_{pol})=180^o\\ \theta_{eq2}(H_{pol})=0^o\end{array}\right\}\theta_{leitura}(H_{pol})=\theta_{gic}(H_{pol})-\theta_{eq2}(H_{pol})=180^o . \tag{75}$$

Por sua vez, a Figura 32(b) indica que para uma dada variação de campo ΔH, tem-se que

$$\left\{\begin{array}{l}\Delta\theta_{gic}=\theta_{gic}(H_{pol}+\Delta H)-\theta_{gic}(H_{pol})=\theta_{gic}(H_{pol}+\Delta H)-180^o\\ \Delta\theta_{eq2}=\theta_{eq2}(H_{pol}+\Delta H)-\underbrace{\theta_{eq2}(H_{pol})}_{0^o}=\theta_{eq2}(H_{pol}+\Delta H)\end{array}\right. . \tag{76}$$

Dessa forma a variação de fase $\Delta\theta_{leitura}$ pode ser expressa como

$$\Delta\theta_{leitura} = \theta_{leitura}(H_{pol}+\Delta H) - \overbrace{\theta_{leiura}(H_{pol})}^{180^o} = \theta_{gic}(H_{pol}+\Delta H) - \theta_{eq2}(H_{pol}+\Delta H) - 180^o$$
$$\Downarrow \qquad .(77)$$
$$\Delta\theta_{leitura} = 180^0 + \Delta\theta_{gic} - \Delta\theta_{eq2} - 180^o = \Delta\theta_{gic} - \Delta\theta_{eq2}$$

Para a situação analisada na Figura 32, tendo em vista a eq. (76), verifica-se que a variação de fase $\Delta\theta_{gic}$ é um valor negativo, enquanto que a variação de fase $\Delta\theta_{eq2}$ é um valor positivo. Consequentemente, tendo em vista a eq. (77), que define a variação de fase $\Delta\theta_{leitura}$, conclui-se que, nesta situação, $\Delta\theta_{gic}$ e $\Delta\theta_{eq2}$ se compõem de forma construtiva, o que contribui para o aumento da variação de fase $\Delta\theta_{leitura}$ em função do campo magnético H.

Consequentemente, a partir da análise realizada, pode-se concluir que se deve, preferencialmente, ajustar R_{AJ} de modo a garantir que o denominador do argumento da função arco-tangente, eq. (53), seja uma constante positiva – Figura 32, a fim de se maximizar a variação de fase $\Delta\theta_{leitura}$. Nesta situação, $\Delta\theta_{gic}$ e $\Delta\theta_{eq2}$ se compõem de forma construtiva, contribuindo para o aumento de $\Delta\theta_{leitura}$.

3.2.1. Exemplo de Aplicação do Método

Nesta seção, exemplifica-se a aplicação do método aprimorado de amplificação da sensibilidade de fase, à luz da discussão feita na seção 3.2, para a amostra GMI cujas características de impedância são apresentadas na seção 2.2.

Inicialmente, cabe ressaltar que este método possui mais graus de liberdade do que restrições, sendo que se pode arbitrar o valor de algumas variáveis. Resumidamente, o método requer o atendimento da eq. (56) e da eq. (62). A primeira tem o objetivo de impedir a variação de $D(H)$ com o campo magnético H, na vizinhança de H_{pol}. A segunda tem o objetivo de garantir que $N(H)$ seja nulo em H_{pol}, garantindo que se opere em uma região linear, entre ±45º.

Por meio das curvas da amostra GMI selecionada, apresentadas na seção 2.2, definiu-se como região de operação a faixa que se estende de -1,0 Oe a -0,4 Oe, a qual é uma região linear das características de impedância em função do campo magnético. Por sua vez, o campo de polarização foi arbitrado como H_{pol} = -0,7 Oe, que é o ponto médio dessa faixa. Nesta situação, tem-se que

$$\begin{cases} R_{sens}(H_{pol}) = 1,078\ \Omega \\ \Delta R_{sens} = R_{sens}(-1,0) - R_{sens}(-0,4) = 0,046\ \Omega \\ L_{sens}(H_{pol}) = 626,17\ nH \\ \Delta L_{sens} = L_{sens}(-1,0) - L_{sens}(-0,4) = 147,75\ nH \end{cases} \tag{78}$$

Logo, admitindo que a frequência de excitação das amostras seja 100 kHz e arbitrando C_4 = 10 nF, com base na eq. (56) pode-se escrever

$$R_4 = \frac{1}{w^2 C_4} \frac{\Delta R_{sens}}{\Delta L_{sens}} = \frac{1}{\left(2\pi 100kHz\right)^2 10nF} \frac{0,046\Omega}{147,75nH} \approx 78\ \Omega\,. \tag{79}$$

Por sua vez, reescrevendo a eq. (62), a fim de se explicitar C_2, tem-se que

$$\begin{gathered} \left(\frac{R_{sens}(H_{pol})}{w^2} \frac{dR_{sens}(H_{pol})}{dL_{sens}(H_{pol})} + L_{sens}(H_{pol}) - \frac{1}{w^2 C_2} \right) = 0 \\ \Downarrow \\ \left(\frac{R_{sens}(H_{pol})}{w^2} \frac{dR_{sens}(H_{pol})}{dL_{sens}(H_{pol})} + L_{sens}(H_{pol}) \right) = \frac{1}{w^2 C_2} \\ \Downarrow \\ C_2 = \frac{1}{w^2 \left(\frac{R_{sens}(H_{pol})}{w^2} \frac{dR_{sens}(H_{pol})}{dL_{sens}(H_{pol})} + L_{sens}(H_{pol}) \right)} \end{gathered} \tag{80}$$

Consequentemente, para se atender a eq. (62), já tendo atendido a eq. (56), deve-se fazer

$$C_2 = \frac{1}{\left(2\pi 100kHz\right)^2 \left(\frac{1,078\Omega}{\left(2\pi 100kHz\right)^2} \frac{0,046\Omega}{147,75nH} + 626,17nH \right)} \approx 1,72\mu F\,. \tag{81}$$

Ainda, de acordo com a discussão feita na seção 3.2 sobre o parâmetro *G*, definido pela eq. (51), tem-se que, em princípio, valores altos de *G* elevam a sensibilidade. No entanto, ele deve ser escolhido de forma a se garantir o funcionamento adequado dos AmpOps utilizados para implementação do *GIC*, vide Figura 29.

Tendo em vista que se definiu ω = 2π 100 kHz e C_4 = 10 nF, e que, até então, obteve-se R_4 = 78 Ω e C_2 = 1,72 μF; utilizando-se a eq. (48) e a eq. (51), pode-se definir $Z_{GIC}(H_{pol})$ como

$$Z_{GIC}(H_{pol}) \approx -[G \times 213]\Omega \tag{82}$$

O circuito de amplificação apresentado na Figura 29 foi implementado com o AmpOp OPA2822 (*Texas Instruments*). Nota-se que o terminal "Leitura" está diretamente conectado à entrada não inversora de um dos AmpOps utilizados para implementar Z_{GIC}. Consequentemente, de forma a se garantir que impedância Z_{GIC} seja satisfatoriamente modelada pela eq. (48), deve-se garantir que a tensão no terminal "Leitura" $V_{leitura}$ (Figura 29) esteja contida na faixa de tensões definida pelo parâmetro CMIR (*Common-Mode Input Range*), ou seja, entre ±5 V.

Logo, objetivando-se atender a essa restrição e sabendo-se que a amplitude da corrente que flui pela impedância equivalente Z_{GIC} é da ordem de 15 mA, tem-se que

$$\left.\begin{array}{l} |V_{leitura}| < 5V \\ |V_{leitura}| = Z_{GIC}(H_{pol}) \times 15mA \end{array}\right\} G \times 213 \times 15mA < 5V \Rightarrow G < 1,56\ \Omega^{-1} \tag{83}$$

Dessa forma, a fim de se operar com uma margem de segurança decidiu-se fazer G ≈ 1 Ω^{-1}. Por outro lado, de acordo com a eq. (51), sabe-se que o parâmetro G é função de C_6, R_5 e R_3. Assim, percebe-se que existem diversas combinações desses parâmetros que levam a G ≈ 1 Ω^{-1}. De modo a selecioná-los da maneira mais adequada possível, foram observados aspectos práticos da operação do GIC, sendo que foi realizada uma análise dos níveis de tensão nos nós internos do GIC, Figura 29, em função da combinação desses parâmetros. Optou-se por uma combinação de C_6, R_5 e R_3 que, em conjunto com os valores já definidos de C_2, C_4 e R_4, garantisse um equilíbrio dos níveis de tensão nos nós internos do GIC, evitando, por exemplo, a saturação da tensão de saída dos AmpOps.

Ao final da análise, tendo em vista os valores comerciais disponíveis, selecionou-se o conjunto de impedâncias apresentado na eq. (84), para implementação do circuito de amplificação da sensibilidade de fase (Figura 29).

$$\begin{cases} C_2 \approx 1,72\mu F \\ R_3 = 3,9\ \Omega \\ R_4 \approx 77,6\ \Omega \\ C_4 = 10\ nF \\ R_5 = 400\ \Omega \\ C_6 = 1\ nF \end{cases} \tag{84}$$

Destaca-se que os valores arbitrados para R_3, C_4 e C_6 são comerciais. Por outro lado, C_2 é obtido por meio da combinação em paralelo de capacitâncias de 1,5 μF e 220 nF, R_4 por meio da combinação em série de duas resistências de 200 Ω e R_5 por meio da combinação em série de resistências de 30,1 Ω e 47,5 Ω.

Verifica-se que o conjunto de impedâncias selecionado garante $G \approx 1\ \Omega^{-1}$, conforme pode-se observar em

$$G = \frac{1}{wC_6R_5R_3} = \frac{1}{\left(2\pi 10^5\right)\times 10^{-9}\times 400\times 3{,}9} \approx 1{,}02\ \Omega^{-1} \tag{85}$$

Tendo em vista a Figura 29 e conjunto de parâmetros definido na eq. (84), nota-se que ainda resta a definição do valor adequado para R_{AJ}. Este é arbitrado com base na eq. (63), que indica que a sensibilidade de fase é amplificada ao se fazer $D(H_{pol})$ tender a zero. Consequentemente, tendo em vista que

$$D(H) = R_{AJ} + \mathrm{Re}\left[Z_{GIC}(H)\right], \tag{86}$$

onde $Re[Z_{GIC}(H)]$ é a componente real da impedância complexa $Z_{GIC}(H)$, e sabendo que em H_{pol} a impedância $Z_{GIC}(H)$ é puramente resistiva, tendo sido definida pela eq. (82), pode-se escrever

$$D(H_{pol}) = R_{AJ} - G\times 213 = R_{AJ} - 1{,}02\times 213 \tag{87}$$

Logo, para se fazer $D(H_{pol})$ tender a zero, deve-se atender a

$$R_{AJ} = 1{,}02\ \Omega^{-1}\times 213\ \Omega^2 \approx 217\ \Omega\,. \tag{88}$$

Assim, pode-se concluir que, para a amostra GMI analisada, excitada por uma corrente de 100 kHz, e implementando o conjunto de impedâncias definido na eq. (84), tem-se que a sensibilidade de fase é maximizada ao se selecionar valores de R_{AJ} na vizinhança de 217 Ω. A Figura 33 apresenta as curvas teóricas de fase θ_{eq2} em função do campo magnético H, obtidas ao se variar R_{AJ} na vizinhança de 217 Ω, lembrando-se que H_{pol} = -0,7 Oe.

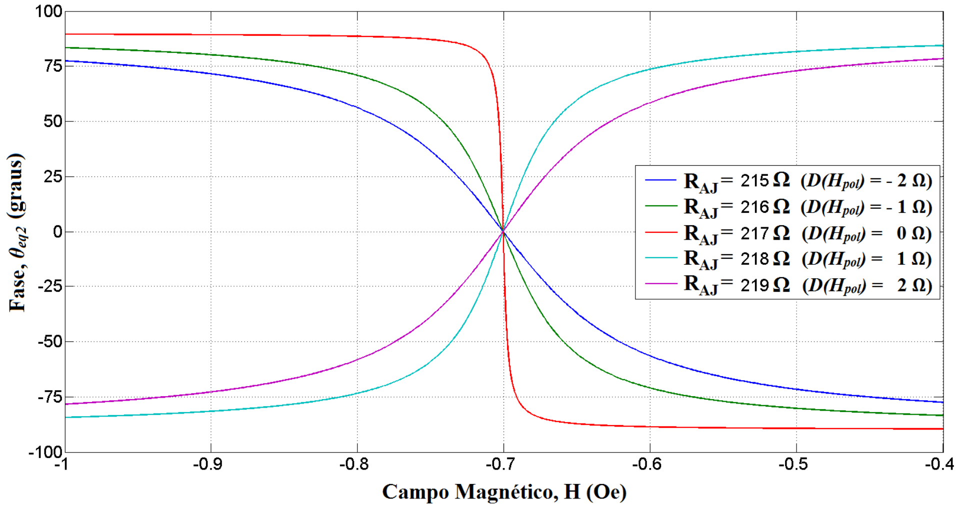

Figura 33 – Curvas teóricas de fase θ_{eq2} em função do campo magnético H, obtidas ao se variar R_{AJ}.

Os resultados explicitados na Figura 33 estão de acordo com as previsões teóricas feitas na seção 3.2, sendo que se pode observar a dependência da sensibilidade em relação ao valor de R_{AJ}. Conforme previsto pelas eqs. (63) e (64), verifica-se que a curva de maior sensibilidade é aquela referente a R_{AJ} = 217 Ω, pois esta é a situação para a qual se obtém $D(H_{pol})$ mais próximo de zero, dentre os casos retratados na Figura 33. Por sua vez, conforme esperado, percebe-se que o valor absoluto das sensibilidades das curvas com R_{AJ} = 216 Ω e R_{AJ} = 218 Ω são semelhantes, visto que ambas apresentam aproximadamente o mesmo $|D(H_{pol})|$ ($|D(H_{pol})|$= 1 Ω). Ainda, observa-se que as curvas de menor sensibilidade são as de R_{AJ} = 215 Ω e R_{AJ} = 219 Ω, as quais possuem sensibilidades similares, pois para ambas tem-se que $|D(H_{pol})|$= 2 Ω.

Em função dos resultados apresentados na Figura 33 e em adequação com a eq. (65), percebe-se que, por questões práticas, deve-se fazer $|D(H_{pol})| > 1$ Ω, a fim de tornar o circuito mais imune a pequenas variações de R_{AJ} advindas, por exemplo, do ruído térmico.

Outro aspecto importante que se observa na Figura 33 é a existência de uma relação de compromisso entre sensibilidade e fundo de escala, em outras palavras, o aumento da sensibilidade reduz o fundo de escala. Entenda-se fundo de escala como a maior excursão, em torno de H_{pol}, para a qual ainda pode-se assumir que a dependência entre fase e campo magnético é satisfatoriamente linear. Para todos os efeitos, em função das discussões feitas nas seções anteriores deste capítulo, assume-se comportamento linear para -45º < θ_{eq2} < 45º.

A Tabela 4 apresenta uma comparação quantitativa das sensibilidades, em H_{pol}, das curvas retratadas na Figura 33. Lembra-se que a sensibilidade, em H_{pol}, da amostra GMI utilizada, cujas características são apresentadas e discutidas na seção 2.2, é igual a 6,8º Oe^{-1}. A Tabela 4 indica ainda a dependência do fundo de escala com R_{AJ}.

Tabela 4 – Comparação quantitativa da dependência da sensibilidade de fase e do fundo de escala com o valor arbitrado para R_{AJ}.

R_{AJ} (Ω)	Sensibilidade (º Oe^{-1})	Fundo de Escala (mOe)
215	860	±67
216	1657	±35
217	20713	±2,5
218	1935	±30
219	929	±62

Nas Figuras 34(a) e 34(b) apresentam-se as respectivas curvas da componente resistiva $R_{eq2}(H)$ e da componente reativa $X_{eq2}(H)$ da impedância $Z_{eq2}(H)$, em função do campo magnético H.

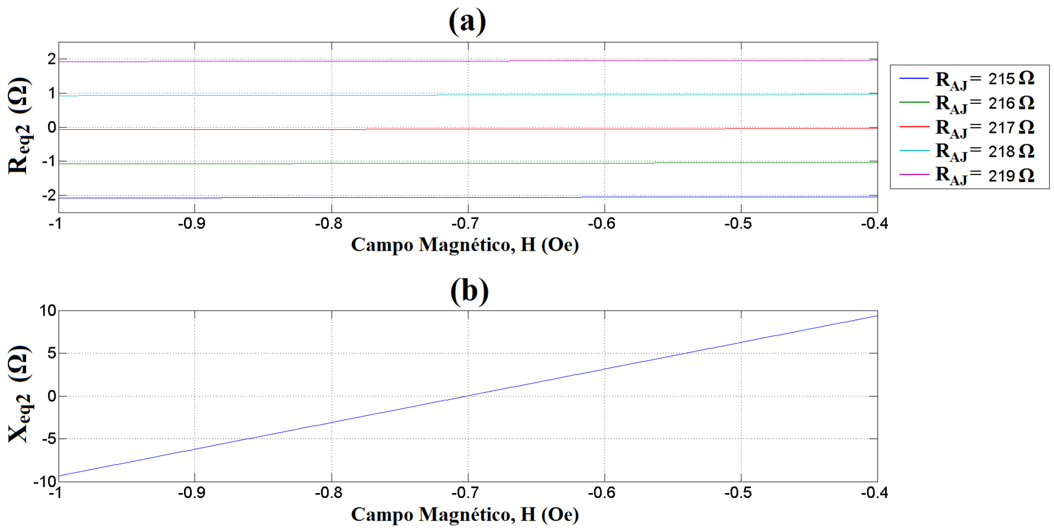

Figura 34 – Curvas das componentes da impedância $Z_{eq2}(H)$ em função do campo magnético H. (a) componente resistiva $R_{eq2}(H)$ e (b) componente reativa $X_{eq2}(H)$.

A componente resistiva R_{eq2} é diretamente afetada pelas variações de R_{AJ}, sendo que tal dependência é retratada na Figura 34(a). A componente reativa X_{eq2} não é afetada por R_{AJ}, razão pela qual há uma curva única na Figura 34(b).

Na Figura 34(a) observa-se que o objetivo da restrição imposta pela eq. (56) foi de fato atendido, visto que, na vizinhança de H_{pol}, verifica-se uma resposta plana de R_{eq2} em função de H, indicando que R_{eq2} é praticamente insensível a H. Por sua vez, a Figura 34(b) mostra que o objetivo da restrição imposta pela eq. (62) também foi atendido, visto que, tem-se $X_{eq2}(H_{pol}= -0,7\ Oe)=0$ e uma dependência linear de X_{eq2} com o campo magnético H. Tais resultados indicam o adequado funcionamento do método de amplificação da sensibilidade de fase.

3.2.2. Simulações SPICE

Nesta seção são apresentadas e discutidas simulações SPICE do circuito eletrônico apresentado na Figura 29, responsável pela implementação do método de amplificação da sensibilidade de fase. Lembra-se que o método desenvolvido e equacionado na seção 3.2 faz uso de algumas simplificações, sendo que as principais delas são:

- admite-se que os AmpOps, utilizados na implementação do GIC, são ideais;
- considera-se que a fonte de corrente CC I_{CC} é ideal;
- desconsidera-se a presença de resistências espúrias em série com as capacitâncias presentes no circuito.

Essas simulações objetivam evidenciar a influência dos aspectos não-ideais dos elementos reais sobre o funcionamento esperado do circuito. Tendo em vista o objetivo proposto, a primeira simulação apresentada refere-se à situação mais próxima do modelo matemático desenvolvido, admitindo-se que os AmpOps e a fonte de corrente CC são ideais e assumindo-se que as capacitâncias não apresentam resistência espúrias em série. As simulações subsequentes vão gradativamente tornando o modelo mais realista, conforme indicado na Tabela 5, até se chegar à última simulação apresentada, que considera todos os aspectos não ideais aqui evidenciados.

Para fins de comparação com a previsão teórica, inicialmente, os valores das impedâncias do circuito (Figura 29) são ajustados de acordo com o exemplo de aplicação do método de amplificação da sensibilidade de fase, discutido na seção 3.2.1. Lembra-se também que, conforme discutido na seção 2.2, para a amostra

GMI operar no seu ponto ótimo, ela deve ser excitada por uma corrente senoidal com 15 mA de amplitude e 100 kHz de frequência, superposta a um nível CC de 80 mA.

Na Tabela 5 são apresentados os diferentes aspectos considerados em cada uma das quatro simulações SPICE do circuito eletrônico em sua configuração aprimorada para amplificação da sensibilidade de fase (Figura 29). Na sequência de simulações são analisados os resultados da configuração do circuito com os elementos ideais (SPICE 1), e a influência de elementos não ideais como AmpOps reais (SPICE 2), fonte de corrente I_{CC} real (SPICE 3) e resistências espúrias (SPICE 4) progressivamente considerados no modelo.

Tabela 5 – Definição dos aspectos não-ideais considerados em cada uma das quatro simulações SPICE realizadas.

Simulação	**AmpOps**		**Fonte de corrente I_{CC}**		**Resistências espúrias em série com as capacitâncias**	
	Ideais	*Reais*	*Ideal*	*Real*	*Desprezadas*	*Consideradas*
1	X		X		X	
2		X	X		X	
3		X		X	X	
4		X		X		X

Para cada simulação realizada é apresentado o efeito dos aspectos não-ideais dos elementos do circuito sobre o comportamento das curvas da componente resistiva $R_{eq2}(H_{pol})$ e da componente reativa $X_{eq2}(H_{pol})$, em função da frequência da corrente de excitação.

3.2.2.1.
Simulações SPICE 1 – Elementos Ideais

O circuito eletrônico apresentado na Figura 29 foi simulado no SPICE, utilizando-se o conjunto de impedâncias definido na eq. (84), além de $R_{AJ} = 217\ \Omega$. Os AmpOps foram implementados utilizando-se o modelo de AmpOp ideal do SPICE, para a fonte de corrente I_{CC} utilizou-se o modelo SPICE de uma fonte de corrente CC ideal de 80 mA e desprezou-se a presença de resistências espúrias em série com as capacitâncias. Admite-se ainda que a amostra GMI esteja polarizada em H_{pol} = -0,7 Oe, de forma que se possa assumir R_{sens} = 1,078 Ω e L_{sens} = 626,17 nH, conforme definido na eq. (78).

Para a configuração aqui descrita, apresentam-se na Figura 35 as respectivas curvas da componente resistiva R_{eq2} e da componente reativa X_{eq2} da impedância equivalente Z_{eq2}, em função da frequência da corrente de excitação.

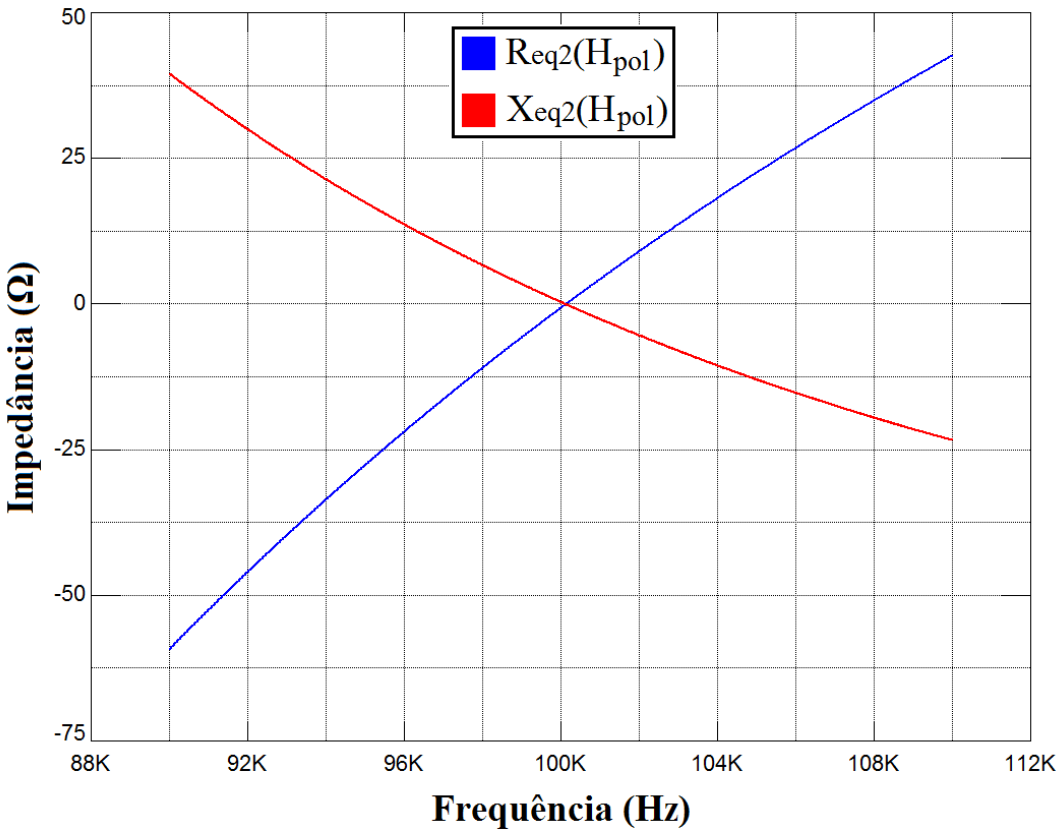

Figura 35 – SPICE 1: Comportamento das componentes resistiva R_{eq2} e reativa X_{eq2} da impedância equivalente Z_{eq2}, em função da frequência da corrente de excitação.

De acordo com a discussão apresentada na seção 3.2.1 sabe-se que, em teoria, para a configuração do circuito eletrônico aqui simulada, tanto a componente $R_{eq2}(H_{pol})$ quanto a componente $X_{eq2}(H_{pol})$ deveriam ser nulas em 100 kHz. Consequentemente, observando-se a Figura 35, verifica-se que os resultados simulados são coerentes com seus comportamentos teóricos. Logo, conforme esperado, tratando todos os elementos do circuito como ideais, percebe-se a adequação da previsão matemática (seção 3.2.1) com os resultados das simulações.

3.2.2.2.
Simulações SPICE 2 – Influência dos AmpOps Reais

O circuito eletrônico apresentado na Figura 29 foi simulado no SPICE, com todos os seus elementos exatamente iguais aos definidos na seção 3.2.2.1, excetuando-se os AmpOps. Na presente simulação, ao invés de AmpOps ideais utilizou-se o modelo do AmpOp real OPA2822. Este AmpOp apresenta características favoráveis ao seu emprego na implementação do GIC, dentre as quais destacam-se:

- o elevado produto ganho-banda passante de 240 MHz, muito superior à frequência de operação do circuito (100 kHz), possibilitando que não haja dependência do ganho com a frequência, mesmo para ganhos elevados;
- o alto *slew-rate* de 170 V/µs que é significativamente superior à inclinação máxima da senoide de saída (aproximadamente 3 V/µs), possibilitando que não ocorra distorção da forma de onda;
- o alto ganho de malha aberta de 100 dB, que possibilita desprezar os efeitos não ideais introduzidos por um ganho finito;
- a adequada impedância de entrada diferencial (18 kΩ || 0,6 pF) e de modo-comum (7 MΩ || 1 pF) que são consideravelmente superiores às impedâncias internas do GIC, não afetando significativamente a impedância equivalente Z_{GIC};
- a baixa corrente de polarização de -9 µA, que minimiza a presença de níveis de tensão CC espúrios nos nós internos do GIC;
- a alta capacidade de corrente de 150 mA, que o torna capaz de absorver o nível CC de corrente (80 mA) advindo da fonte de corrente I_{CC}; e
- o baixo nível de ruído de 2 nV $Hz^{-1/2}$, que minimiza o ruído eletrônico total do circuito.

Novamente, admite-se que a amostra GMI esteja polarizada em H_{pol} = - 0,7 Oe, de forma que se possa assumir R_{sens} = 1,078 Ω e L_{sens} = 626,17 nH, conforme definido na eq. (78). Consequentemente, para a configuração aqui descrita, apresentam-se na Figura 36 as respectivas curvas da componente resistiva R_{eq2} e da componente reativa X_{eq2} da impedância equivalente Z_{eq2}, em função da frequência da corrente de excitação.

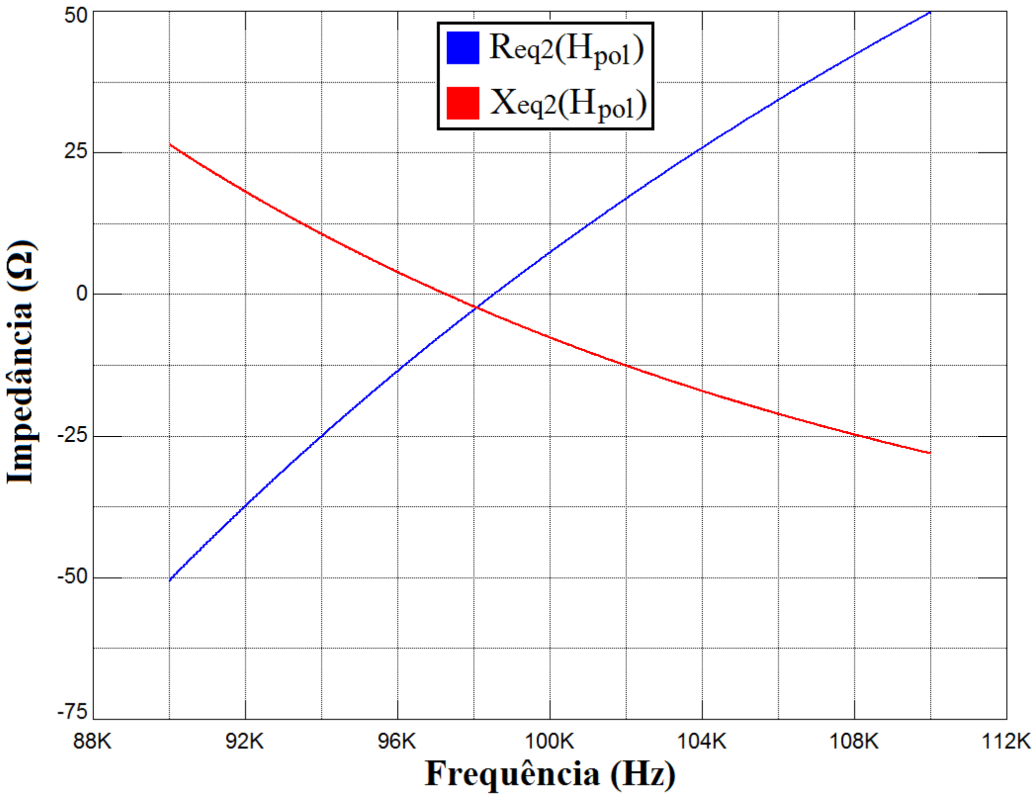

Figura 36 – SPICE 2: Comportamento das componentes resistiva R_{eq2} e reativa X_{eq2} da impedância equivalente Z_{eq2}, em função da frequência da corrente de excitação.

A inspeção da Figura 36 e sua comparação com a situação ideal, apresentada na Figura 35, permite que se constate que, mesmo tendo se selecionado AmpOps reais com características adequadas à implementação do GIC, os aspectos não-ideais destes AmpOps alteraram o comportamento das curvas de $R_{eq2}(H_{pol})$ e $X_{eq2}(H_{pol})$, em função da frequência.

Para a configuração atual do circuito obtêm-se $R_{eq2}(H_{pol}) = 0$ em $f = 98{,}51$ kHz, e $X_{eq2}(H_{pol}) = 0$ em $f = 97{,}27$ kHz. Por sua vez, em 100 kHz, tem-se $R_{eq2}(H_{pol}) = 7{,}46\ \Omega$ e $X_{eq2}(H_{pol}) = -7{,}66\ \Omega$.

Ressalta-se que o objetivo do método desenvolvido é a amplificação da sensibilidade de fase. Assim, é interessante investigar o quanto as discrepâncias observadas em $R_{eq2}(H_{pol})$ e $X_{eq2}(H_{pol})$ afetam as curvas de fase θ_{eq2} em função do campo magnético H, conforme indicado na Figura 37, que apresenta as novas curvas de θ_{eq2} em função de H, admitindo, por consistência, $R_{AJ} = 217\ \Omega$ e uma frequência de 100 kHz.

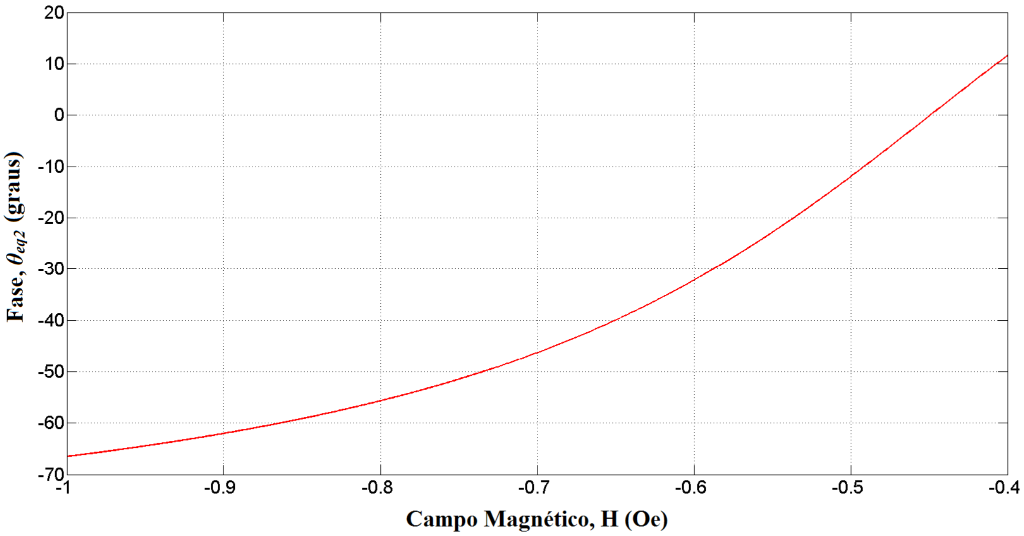

Figura 37 – SPICE 2: Curva de fase θ_{eq2} em função do campo magnético H.

A curva apresentada na Figura 37 pode ser diretamente comparada com a curva apresentada na Figura 33 (seção 3.2.1), para R_{AJ} = 217 Ω. Esta comparação permite que se observe uma mudança drástica de comportamento, sendo que a sensibilidade, na vizinhança H_{pol} = -0,7 Oe, passa de 20713° Oe^{-1} (ideal) para aproximadamente 83° Oe^{-1}. Percebe-se, também, uma considerável perda de linearidade na vizinhança de H_{pol}. Lembrando-se que a sensibilidade original da amostra GMI é de 6,8° Oe^{-1}, verifica-se que o circuito eletrônico continua amplificando a sensibilidade, nesta situação em cerca de 12 vezes. Porém, ao se comparar o valor teórico de sensibilidade (20713° Oe^{-1}) com o valor obtido pela presente implementação (83° Oe^{-1}), é inegável que há uma perda significativa de sensibilidade.

No entanto, com base na eq. (53), percebe-se que se pode atuar sobre R_{AJ} e C_2, a fim de compensar as discrepâncias introduzidas pelos AmpOps reais. A fase θ_{eq2} é dada pelo arco-tangente da divisão de $N(H)$ por $D(H)$, sendo que $N(H) = X_{eq2}(H)$ é definido pela eq. (59) e $D(H) = R_{eq2}(H)$ pela eq. (54). Por meio de suas expressões analíticas, verifica-se que $N(H)$ é afetado apenas por C_2, enquanto que $D(H)$ é afetado tanto por C_2 quanto por R_{AJ}. Dessa forma, o procedimento de ajuste de $\theta_{eq2}(H_{pol})$ consiste em, primeiro, fazer $N(H_{pol})$ assumir seu valor ideal (teórico), atuando-se sobre C_2, e na sequência, fazer $D(H_{pol})$ também assumir seu valor ideal, por meio de variações em R_{AJ}. As variações em C_2 e R_{AJ} são feitas na vizinhança de seus respectivos valores teóricos previstos.

Em particular, para o caso aqui retratado, ao se alterar o valor de R_{AJ} de 217 Ω (previsão teórica) para 214 Ω e, conjuntamente, o valor de C_2 de 1,72 μF (previsão teórica) para 1,63 μF, compensam-se as discrepâncias introduzidas pelos AmpOps reais e força-se com que o circuito volte a operar conforme a previsão teórica original. Ou seja, para o circuito implementado com os AmpOps reais (OPA2822), faz-se $R_{eq2}(H_{pol}) = 0$ e $X_{eq2}(H_{pol}) = 0$, em 100 kHz, selecionando-se R_{AJ} = 214 Ω e C_2=1,63 μF. Para esses valores de R_{AJ} e C_2, também se altera o comportamento da curva de θ_{eq2} em função de H, que deixa de ser modelado pela curva apresentada na Figura 37 desta seção e passa, novamente, a ser modelado para a curva apresentada na Figura 33 da seção 3.2.1, referente a R_{AJ} = 217 Ω. Ou seja, para R_{AJ} = 214 Ω e C_2=1,63 μF, a sensibilidade, na vizinhança de H_{pol} = -0,7 Oe, volta a ser de aproximadamente 20713° Oe^{-1}.

3.2.2.3.
Simulações SPICE 3 – Influência da Fonte de Corrente Real

Conforme discutido na seção 2.2, para a amostra GMI operar no seu ponto ótimo, ela deve ser excitada por uma corrente senoidal com 15 mA de amplitude e 100 kHz de frequência, superposta a um nível CC de 80 mA. Este nível CC é introduzido pela fonte I_{CC}, indicada na Figura 29.

As análises até então realizadas desconsideram a influência da impedância de saída desta fonte sobre a impedância equivalente Z_{eq2}. Ou seja, nas análises realizadas admitiu-se que a fonte I_{CC} comporta-se como uma fonte de corrente ideal, possuindo impedância de saída infinita e, consequentemente, não afetando a impedância equivalente Z_{eq2}.

No entanto, fontes de corrente reais apresentam impedâncias de saída finitas, as quais tipicamente podem ser modeladas por uma impedância equivalente com parcelas resistiva e capacitiva. Consequentemente, deve-se implementar a fonte I_{CC} real de modo que a impedância de saída desta influencie o mínimo possível a impedância Z_{eq2}. Em outras palavras, deseja-se que a impedância de saída da fonte real se aproxime o máximo possível da impedância de saída de uma fonte de corrente ideal (impedância infinita). Para tal fim, deve-se fazer com que a fonte implementada apresente uma alta resistência de saída e uma pequena capacitância de saída.

Implementou-se a fonte de corrente I_{CC} pela estrutura apresentada na Figura 38, baseada em um transistor MOSFET canal *p*, onde substitui-se a fonte ideal apresentada na Figura 29 por sua implementação real. Uma fonte de corrente ideal não é afetada por variações na carga. Consequentemente, o MOSFET $Q1$ é polarizado na região de saturação, visto que nessa região a corrente i_D é satisfatoriamente insensível a variações na tensão do dreno. A impedância Z_{eq2} é dependente da impedância de saída da fonte I_{CC}, sendo que a seleção de um MOSFET $Q1$ adequado é fundamental, de forma a se minimizar os efeitos da impedância de saída de I_{CC} em Z_{eq2}.

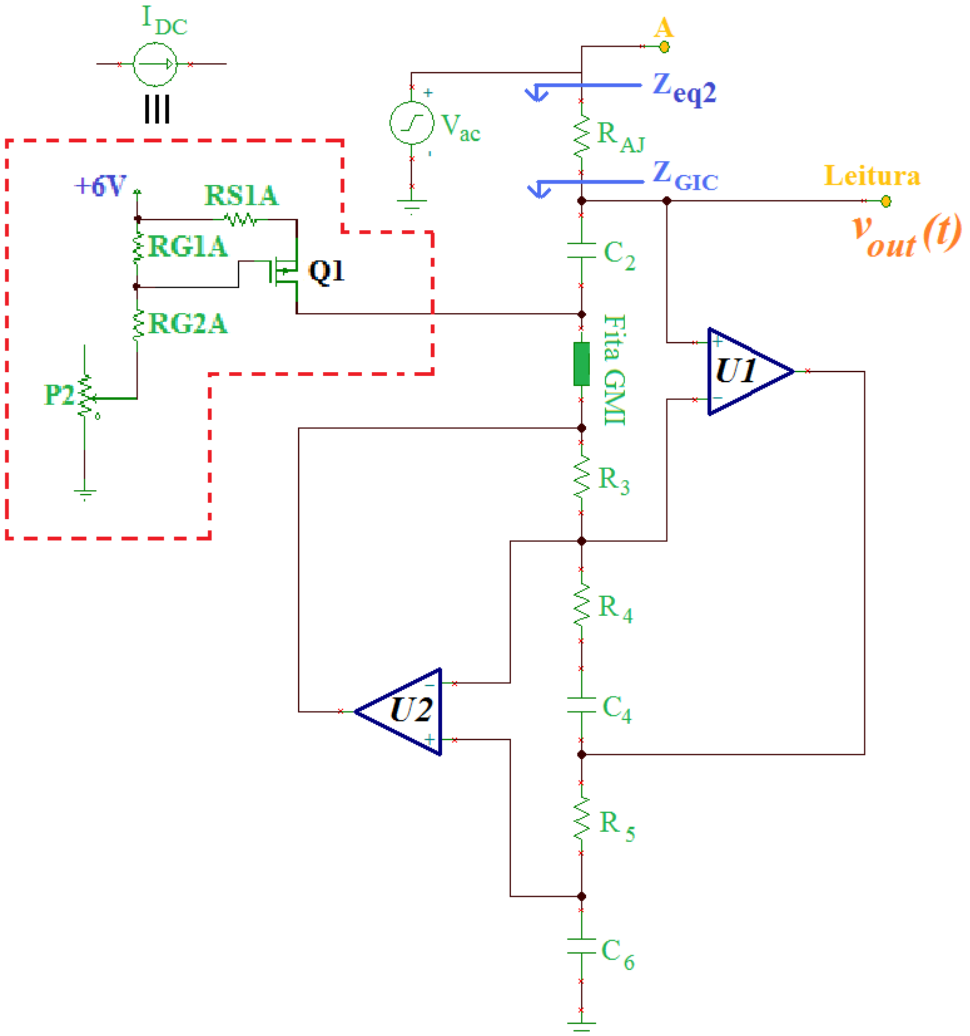

Figura 38 – Representação esquemática do circuito eletrônico de amplificação da sensibilidade de fase, com a fonte de corrente ideal I_{CC} substituída por uma implementação real.

Na Figura 39 apresenta-se a curva característica i_D x V_{SD} típica de um transistor PMOS tipo enriquecimento [90].

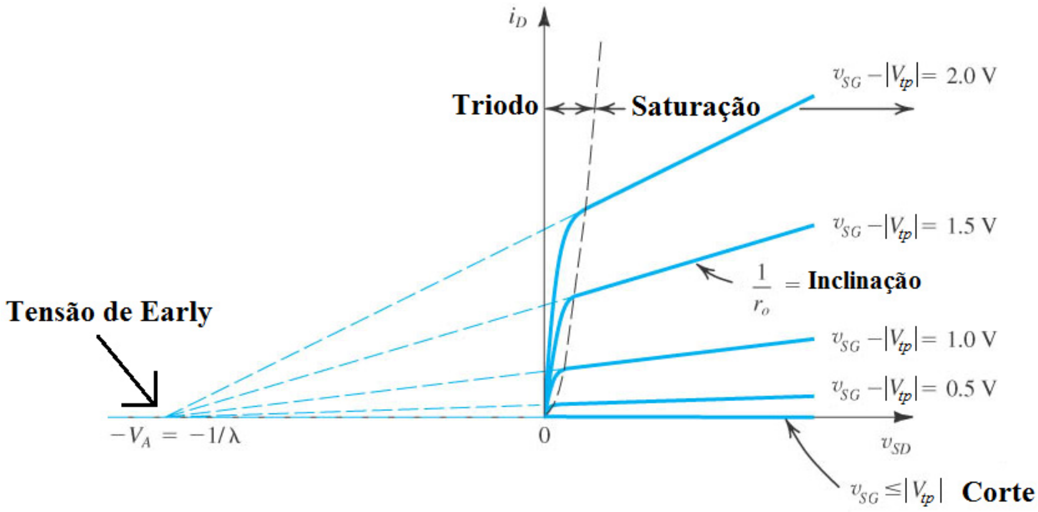

Figura 39 – Curva i_D x V_{SD} típica de um transistor PMOS tipo enriquecimento.

O parâmetro sobretensão V_{OV} pode ser definido como

$$V_{OV} = v_{SG} - \left|V_{tp}\right|, \tag{89}$$

onde $|V_{tp}|$ é a tensão de *threshold* do MOSFET.

Consequentemente, admitindo-se operação na região de saturação, para uma dada sobretensão V_{OV} tem-se que a resistência de saída r_o do MOSFET é, por definição, o inverso da inclinação da curva i_D x V_{SD} [90]. Logo, r_o pode ser matematicamente expresso como

$$r_o = \left[\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}}\right]^{-1}\Bigg|_{v_{GS}=cte} \tag{90}$$

Tendo em vista as definições aqui feitas e observando-se a curva apresentada na Figura 39, verifica-se que o aumento de V_{OV} resulta no aumento da inclinação da curva i_D x V_{SD} (na região de saturação) e, consequentemente, na redução da resistência de saída r_o. Assim, fica claro que, a fim de se maximizar r_o, deve-se operar o MOSFET com pequenos valores de sobretensão V_{OV}.

Logo, conclui-se que é recomendável a utilização de MOSFETs capazes de operar com correntes CC muito maiores do que 80 mA (nível CC da corrente de excitação da amostra GMI), pois dessa forma é possível obter os 80 mA com um V_{OV} pequeno.

Por outro lado, tipicamente, MOSFETs capazes de fornecer correntes elevadas apresentam capacitâncias de saída também elevadas, o que é um problema, visto que objetiva-se obter uma configuração com alta resistência de saída e baixa capacitância de saída. Assim, deve-se selecionar o MOSFET considerando-se uma relação de compromisso entre resistência e capacitância de saída. Consequentemente, para implementação da fonte I_{CC} selecionou-se o PMOS modelo FDC6304P, cuja curva i_D *x* V_{DS}, retirada do seu *datasheet*, é apresentada na Figura 40.

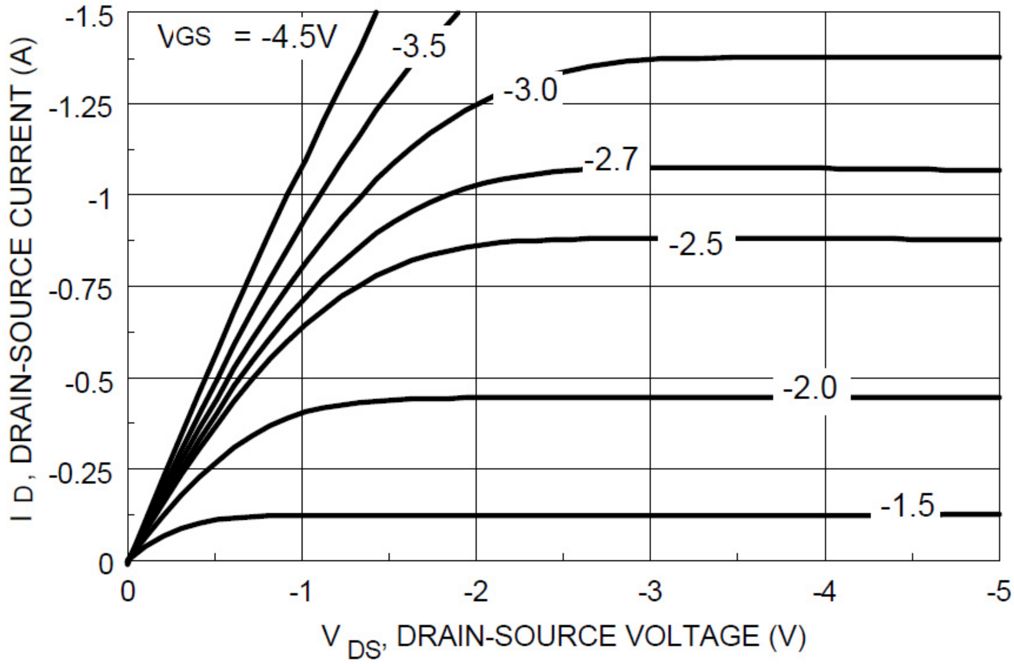

Figura 40 – Curva característica i_D *x* V_{DS} do transistor PMOS tipo enriquecimento FDC6304P, utilizado na implementação da fonte de corrente real I_{CC}.

Analisando a curva apresentada na Figura 40 verifica-se que, utilizando-se o transistor FDC6304P se obtém i_D = 80 mA para um valor de V_{SG} inferior a 1,5 V, onde a curva i_D *x* V_{DS}, na região de saturação, é suficientemente plana, indicando que a resistência de saída r_o será satisfatoriamente alta.

A fonte de corrente, apresentada na Figura 38, foi implementada a fim de se fazer i_D = 80 mA, sendo que selecionou-se R_{G1A} = 1 kΩ, (R_{G2A} + P_2) = 1,05 kΩ e R_{S1A} = 22 Ω. De acordo com os resultados simulados, para a configuração implementada (Figura 38), obtém-se uma resistência de saída r_o da ordem de 80 kΩ e uma capacitância de saída satisfatoriamente pequena, da ordem de 35 pF.

Cabe ainda ressaltar a dependência de i_D com a temperatura. A tensão de *threshold* V_{tp} é dependente da temperatura sendo que, por exemplo, para o MOSFET selecionado tem-se que V_{tp} = -0,86 V, em 25 ºC, e uma dependência desse parâmetro com a temperatura de +2,1 mV/ºC, os quais são valores típicos extraídos da folha de características do FDC6304P.

Desprezando-se o efeito *Early* [90], a corrente i_D de um PMOS, na região de saturação, pode ser expressa como

$$i_D = \kappa(v_{SG} - |V_{tp}|)^2, \tag{91}$$

onde k é uma constante dependente de características físicas do PMOS analisado, como por exemplo a mobilidade das lacunas e as dimensões físicas do canal de condução.

Tendo em vista a eq. (91) e sabendo-se que V_{tp} varia com a temperatura, pode-se inferir que, quando se opera o MOSFET com tensões v_{SG} da ordem de $|V_{tp}|$, se estará mais suscetível a oscilações em i_D advindas de variações térmicas, do que quando se opera o MOSFET com tensões v_{SG} maiores. Entretanto, em virtude da discussão realizada nos parágrafos anteriores, conclui-se ser útil operar com tensões v_{SG} pequenas (da ordem de $|V_{tp}|$), objetivando-se a maximização da resistência de saída.

Assim, apesar da operação do MOSFET com tensões v_{SG} pequenas possibilitar a maximização da resistência de saída, essa condição implica o aumento da sensibilidade de i_D com a temperatura.

Relembrando a análise de sensibilidade das características da amostra GMI em função dos parâmetros de condicionamento, apresentada na seção 2.2.2, na qual mostrou-se que as características de fase da amostra são significativamente sensíveis a variações do nível CC da corrente, deve-se garantir que a fonte forneça um nível CC de 80 mA o mais estável possível.

Na Figura 41 são apresentadas duas possíveis estruturas para implementação da fonte de corrente CC. Para as análises assume-se que V_{CC} = 6 V, conforme indicado na Figura 41, e que o PMOS $Q1$ é o FDC6304, para o qual k = 0,895 A/V^2. Ainda, admite-se que as resistências são selecionadas de forma a garantir que o MOSFET esteja operando na região de saturação e que a impedância Z_L seja uma impedância de carga arbitrária, suficientemente pequena de modo a não retirar o MOSFET da região de saturação. Em particular, para o circuito de amplificação da sensibilidade de fase (Figura 38), tem-se que Z_L é aproximadamente a impedância da amostra GMI, cujo módulo é da ordem de 1 Ω.

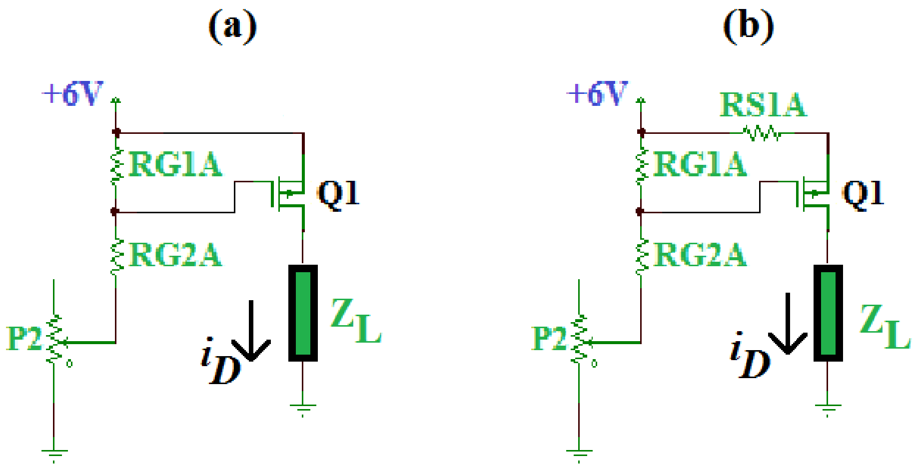

Figura 41 – Estruturas para implementação da fonte de corrente CC: (a) conexão direta entre V_{CC} = 6 V e o *source* de Q1 e (b) conexão entre V_{CC} = 6 V e o *source* de Q1 por meio de uma resistência R_{S1A}.

Destaca-se que a única diferença entre as topologias apresentadas na Figura 41 é a resistência R_{S1A}, a qual tem grande impacto na dependência de i_D com a temperatura, conforme será explicitado na análise a seguir.

Supondo-se operação na região de saturação, utilizando-se a eq. (91), para a topologia apresentada na Figura 41(a), tem-se que

$$i_D = 0,895(v_{SG} - |-0,86|)^2 . \quad (92)$$

Por inspeção da Figura 41(a), verifica-se que v_S = 6 V e que, desprezando-se a corrente drenada pelo *gate*, a tensão v_G é dada por

$$v_G = \left(\frac{R_{G2A} + P_2}{R_{G1A}}\right) \times 6\ V\ . \quad (93)$$

Consequentemente, tendo em vista a eq. (93), verifica-se que se podem selecionar (R_{G2A} + P_2) e R_{G1A} de forma a possibilitar que v_G = 4,841 V. Nesta situação, tem-se que a corrente, em 25 ºC, i_{D_25} será dada por

$$i_{D_{25}} = 0,895(1,159 - |-0,86|)^2 \approx 80,0\ mA\ . \quad (94)$$

Logo, esta configuração possibilita a excitação da amostra GMI com o nível CC adequado. No entanto, caso a temperatura varie para 30 ºC, ter-se-ia um novo nível de corrente i_{D_30} dado por

$$i_{D_{30}} = 0,895 \times \left(1,159 - \left| -0,86 + \overbrace{(2,1 \times 10^{-3} \times 5)}^{\text{variação térmica}} \right| \right)^2 \approx 85,7\ mA. \quad (95)$$

Deve-se notar que a variação térmica não é unicamente provocada por oscilações na temperatura ambiente, sendo também provocada pelo aquecimento do CI, devido à dissipação térmica.

Consequentemente, observa-se que, para uma variação de 5 ^{o}C, a corrente i_D foi significativamente alterada. Mais especificamente, nota-se uma variação Δi_D de

$$\Delta i_D = i_{D_{30}} - i_{D_{25}} = 85,7\ mA - 80,0\ mA = 5,7\ mA. \quad (96)$$

Por outro lado, para a topologia apresentada na Figura 41(b), admitindo-se R_{S1A} = 22 Ω e supondo-se operação na região de saturação, tem-se que

$$v_{SG} = 6 - 22 \times i_D - v_G. \quad (97)$$

Da análise anterior sabe-se que, em 25 ºC, uma tensão v_{SG} de 1,159 V implica em uma corrente i_{D_25} igual a 80 mA. Consequentemente, tendo em vista a eq. (97), verifica-se que é v_G dado por

$$1,159 = 6 - 22 \times 80 \times 10^{-3} - v_G \Rightarrow v_G = 3,081\ V. \quad (98)$$

Ressalta-se que v_G continua a ser modelado pela eq. (93), de forma que este novo valor pode ser ajustado ao se readequar a relação entre (R_{G2A} + P_2) e R_{G1A}.

Logo, constata-se que a configuração apresentada na Figura 41(b) também possibilita a excitação da amostra GMI com o nível CC adequado. No entanto, ela apresenta uma grande vantagem em relação à topologia apresentada na Figura 41(a), advinda da introdução da resistência R_{S1A}. Para esta topologia, caso a temperatura varie para 30 ^{o}C, ter-se-ia um novo nível de corrente i_{D_30} dado por

$$\begin{aligned}
i_{D_{30}} &= 0,895(v_{SG} - \left| -0,86 + \overbrace{(2,1 \times 10^{-3} \times 5)}^{\text{variação térmica}} \right|)^2 = 0,895(v_S - v_G - |-0,8495|)^2 \\
i_{D_{30}} &= 0,895(6 - R_{S1A} i_{D_{30}} - 3,081 - |-0,8495|)^2 \\
i_{D_{30}} &= 0,895(6 - 22 \times i_{D_{30}} - 3,081 - |-0,8495|)^2 \\
i_{D_{30}} &= 0,895(2,0695 - 22 \times i_{D_{30}})^2
\end{aligned} \quad .(99)$$

As raízes da expressão polinomial definida na eq. (99) são

$$i_{D_{30}} = \begin{cases} i_{D_{30\_A}} \approx 80,44\ mA \\ i_{D_{30\_B}} \approx 110\ mA \end{cases} . \tag{100}$$

A seleção de i_{D_30} = 110 mA não é fisicamente possível, visto que o problema foi equacionado supondo-se operação na região de saturação, e para esta corrente o MOSFET estaria cortado ([v_{SG} = 0,5 V] < [$|V_{tp}|$ = 0,86 V]). Logo, a única solução possível é i_{D_30} = 80,44 mA, que possibilita operação na região de saturação.

Consequentemente, utilizando-se a topologia apresentada na Figura 41(b), observa-se que para a mesma variação de 5 °C, a corrente i_D foi significativamente menos alterada. Mais especificamente, nota-se uma variação Δi_D de

$$\Delta i_D = i_{D_{30}} - i_{D_{25}} = 80,44\ mA - 80,0\ mA = 0,44\ mA\ . \tag{101}$$

Os resultados da análise teórica realizada são reforçados pelos resultados das simulações apresentados na Figura 42, referentes à dependência da corrente i_D com a temperatura, entre 15 ºC e 35 ºC. A Figura 42(a) refere-se à topologia de fonte de corrente apresentada na Figura 41(a) e, por sua vez, a Figura 42(b) refere-se à topologia de fonte de corrente apresentada na Figura 41(b).

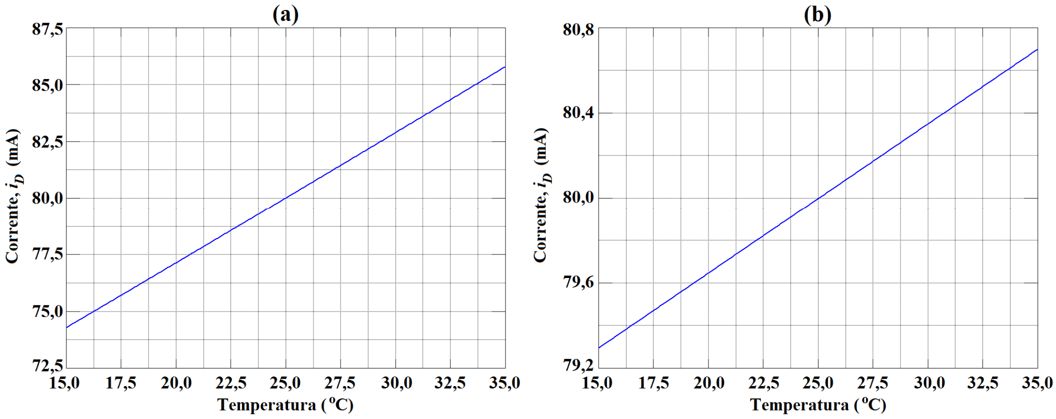

Figura 42 – Dependência da corrente i_D com a temperatura, entre 15 ºC e 35 ºC, para: (a) a topologia apresentada na Figura 41(a); e (b) a topologia apresentada na Figura 41(b).

Observando-se os resultados das simulações explicitados na Figura 42, conclui-se que, para a mesma variação térmica, a curva apresentada na Figura 42(b), referente à topologia indicada na Figura 41(b), possui uma variação em i_D

cerca de 10 vezes menor do que a curva apresentada na Figura 42(a), referente à topologia indicada na Figura 41(a). Dessa forma, tanto a análise do estudo teórico realizado quanto a observação das curvas simuladas, apresentadas na Figura 42, levam a conclusões similares, indicando que a topologia apresentada na Figura 41(b) garante a manutenção de um nível CC de 80 mA muito mais estável e imune a variações térmicas.

Apesar de teoria e simulação indicarem que a presença da resistência R_{S1A} garante uma maior imunidade às variações térmicas, deve-se destacar que existem diferenças entre os valores absolutos teóricos e simulados da corrente i_D, em função da temperatura. As diferenças observadas advêm da dependência da constante k com a temperatura, a qual é considerada nas simulações, porém, por simplicidade, foi negligenciada na análise teórica.

Desprezando-se o efeito *Early*, tem-se que a corrente i_D que excita a carga Z_L não é afetada pela tensão no dreno, enquanto o MOSFET operar na região de saturação. Por sua vez, para o MOSFET permanecer na região de saturação deve-se ter $v_{DG} < |V_{tp}|$, ou equivalentemente $v_{DG} < 0{,}86$ V. Conforme previamente calculado para a topologia apresentada na Figura 41(a), a fim de se fazer $i_D = 80$ mA, deve-se ter $v_G = 4{,}84$ V. Consequentemente, para o MOSFET permanecer na região de saturação deve-se ter $v_D < 5{,}7$ V. Por outro lado, também conforme previamente calculado para a topologia apresentada na Figura 41(b), a fim de se fazer $i_D = 80$ mA, deve-se ter $v_G = 3{,}08$ V. Consequentemente, neste caso, para o MOSFET permanecer na região de saturação deve-se ter $v_D < 3{,}94$ V. Dessa forma, percebe-se que a topologia apresentada na Figura 41(a) possui uma maior faixa dinâmica de tensões de saída do que aquela explicitada na Figura 41(b).

No entanto, para o arranjo implementado na Figura 38 tem-se que a impedância de carga Z_L é aproximadamente igual à da amostra GMI ($|Z_L| \approx 1\ \Omega$) e flui por Z_L uma corrente CA de 15 mA superposta à corrente CC de 80 mA, gerada pela fonte I_{CC}. Logo, no pior caso ter-se-á $v_D = 95$ mV, que é muito menor do que a tensão limite de dreno, tanto da configuração apresentada na Figura 41(a) ($v_D < 5{,}7$ V), quanto daquela mostrada na Figura 41(b) ($v_D < 3{,}94$ V). Dessa forma, independentemente da topologia selecionada, garante-se que o MOSFET irá operar na região de saturação com ampla margem de segurança. Assim, selecionou-se a topologia apresentada na Figura 41(b) para implementação da fonte I_{CC}, visto que ela é mais imune às variações térmicas.

Ressalta-se que as análises aqui realizadas sobre os aspectos práticos da implementação da fonte de corrente I_{CC} são fundamentais para o adequado funcionamento experimental do circuito eletrônico responsável pela implementação do método de amplificação da sensibilidade de fase.

Dadas as considerações quanto aos aspectos da fonte I_{CC} feitas nessa seção, que levaram à implementação da fonte pela topologia apresentada na Figura 41(b), pode-se fazer a análise da influência de I_{CC} real no circuito eletrônico apresentado na Figura 38. O circuito foi simulado no SPICE, com todos os seus elementos exatamente iguais aos definidos na seção 3.2.2.2, excetuando-se a fonte de corrente, a qual foi substituída de uma fonte ideal para a fonte real implementada pela configuração apresentada na Figura 41(b). Ou seja, a simulação aqui retratada considera tanto a utilização de AmpOps reais (OPA2822) quanto de uma fonte de corrente I_{CC} real.

Assim como nas seções anteriores, admite-se que a amostra GMI esteja polarizada em H_{pol} = -0,7 Oe, de forma que se possa assumir R_{sens} = 1,078 Ω e L_{sens} = 626,17 nH, conforme definido na eq. (78). Ainda, fez-se R_{AJ} = 214 Ω e C_2=1,63 μF, que foram os valores utilizados para compensar os efeitos espúrios introduzidos pelos AmpOps reais. Dessa forma, qualquer comportamento não-ideal observado pode ser atribuído unicamente à fonte I_{CC} real.

Para a configuração aqui descrita, apresentam-se na Figura 43 as respectivas curvas da componente resistiva R_{eq2} e da componente reativa X_{eq2} da impedância equivalente Z_{eq2}, em função da frequência da corrente de excitação.

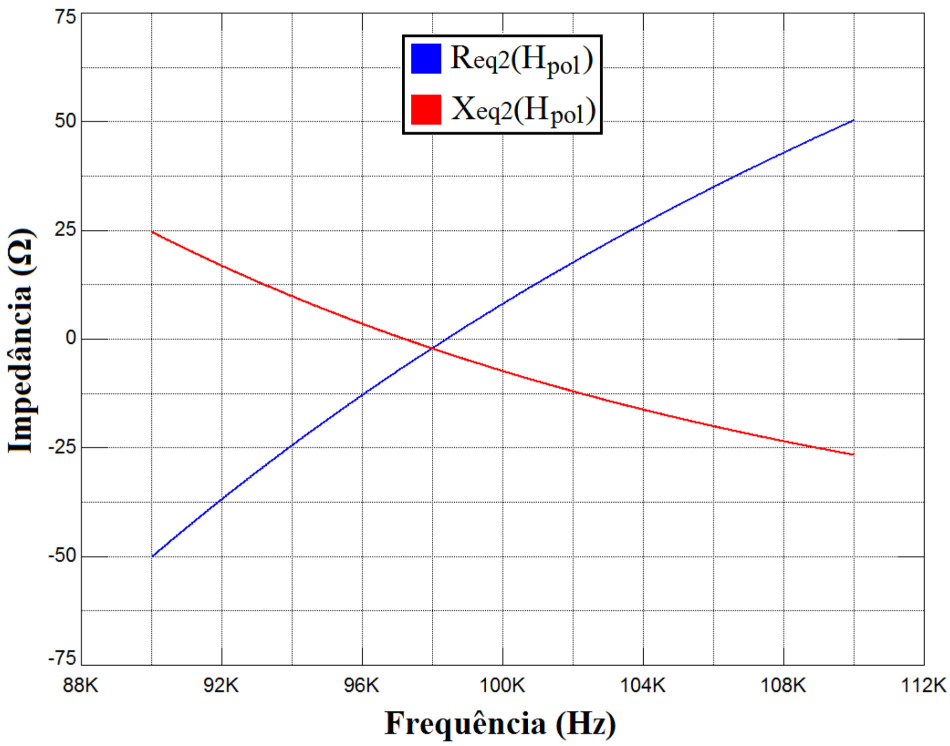

Figura 43 – SPICE 3: Comportamento das componentes resistiva R_{eq2} e reativa X_{eq2} da impedância equivalente Z_{eq2}, em função da frequência da corrente de excitação.

A inspeção da Figura 43 e sua comparação com a situação ideal, apresentada na Figura 35 da seção 3.2.2.1, permite que se constate que, mesmo se tendo implementado a fonte I_{CC} com extremo cuidado, atentando-se a inúmeros aspectos discutidos nesta seção, ainda observa-se que a presença da fonte real altera o comportamento das curvas de $R_{eq2}(H_{pol})$ e $X_{eq2}(H_{pol})$, em função da frequência.

Para a configuração atual do circuito, obtém-se $R_{eq2}(H_{pol}) = 0$ em $f = 98{,}39$ kHz, e $X_{eq2}(H_{pol}) = 0$ em $f = 97{,}19$ kHz. Por sua vez, em 100 kHz, tem-se $R_{eq2}(H_{pol}) = 8{,}15\ \Omega$ e $X_{eq2}(H_{pol}) = -7{,}41\ \Omega$. Consequentemente, esta discrepância afetará as curvas de fase θ_{eq2} em função do campo magnético H.

A fim de se compensar as discrepâncias introduzidas pela fonte I_{CC} real, novamente, pode-se atuar sobre R_{AJ} e C_2, com base no procedimento descrito na subseção anterior (3.2.2.2). Em particular, para o caso aqui retratado, força-se o circuito a operar conforme a previsão teórica original, ao se alterar o valor de R_{AJ} para 210 Ω e, conjuntamente, o valor de C_2 para 1,55 μF, compensando-se tanto as discrepâncias introduzidas pelos AmpOps reais quanto as introduzidas pela fonte I_{CC} real.

3.2.2.4. Simulações SPICE 4 – Influência das Resistências Espúrias

Capacitores reais não são capacitâncias puras [129], sendo que sua impedância equivalente real pode ser representada, de forma simplificada, por uma resistência espúria em série com o valor de capacitância nominal.

Avaliando-se os capacitores reais utilizados na montagem, verificou-se que estas resistências espúrias são da ordem de R_{esp} = 0,1 Ω. Por sua vez, tendo em vista o circuito apresentado na Figura 38 e seus respectivos valores de impedância definidos na eq. (84) da seção 3.2.1, em particular C_2 = 1,72 μF, C_4 = 10 nF e C_6 = 1 nF, verificou-se que a presença da resistência R_{esp} em série com os capacitores C_4 e C_6 não afeta significativamente o comportamento do circuito, conforme explicitado matematicamente pela eq. (102), para a frequência de 100 kHz.

$$\begin{cases} \left.\begin{array}{l} X_{C4} = \dfrac{1}{\omega C_4} = \dfrac{1}{(2\pi\times 100kHz)\times 10nF} \approx 159{,}15\Omega \\ R_{C4} = R_{esp} = 0{,}1\Omega \end{array}\right\} Q_{C4} = \dfrac{X_{C4}}{R_{C4}} \approx 1{,}6\times 10^3 \;\; (X_{C4} >> R_{C4}) \\ \left.\begin{array}{l} X_{C6} = \dfrac{1}{\omega C_6} = \dfrac{1}{(2\pi\times 100kHz)\times 1nF} \approx 1591{,}5\Omega \\ R_{C6} = R_{esp} = 0{,}1\Omega \end{array}\right\} Q_{C6} = \dfrac{X_{C6}}{R_{C6}} \approx 16\times 10^3 \;\; (X_{C6} >> R_{C6}) \end{cases} \tag{102}$$

onde Q é o fator de qualidade do capacitor.

Analisando-se a eq. (102) verifica-se que as componentes reativas de C_4 e C_6, respectivamente X_{C4} e X_{C6}, são muito maiores do que suas respectivas componentes resistivas, R_{C4} e R_{C6}. Consequentemente, estas capacitâncias se comportam aproximadamente como capacitâncias ideais. Por outro lado, ao se fazer uma análise similar para a capacitância C_2 obtém-se

$$\left.\begin{array}{l} X_{C2} = \dfrac{1}{\omega C_2} = \dfrac{1}{(2\pi\times 100kHz)\times 1{,}72\mu F} \approx 0{,}92\Omega \\ R_{C2} = R_{esp} = 0{,}1\Omega \end{array}\right\} Q_{C2} = \dfrac{X_{C2}}{R_{C2}} = 9{,}2 \tag{103}$$

Apesar da componente da componente reativa de C_2, X_{C2}, ainda ser consideravelmente superior à componente resistiva R_{C2}, comparando-se o fator de qualidade Q_{C2} com Q_{C4} e Q_{C6}, verifica-se que Q_{C2} é significativamente inferior aos fatores de qualidade de C_4 e C_6. Consequentemente, a parcela resistiva terá um peso maior na impedância equivalente de C_2.

Em especial deve-se atentar para o fato de que, conforme indicado na Figura 38, a capacitância C_2 está inserida diretamente em série com a amostra GMI, sendo que a resistência espúria de C_2, R_{esp} = 0,1 Ω, será interpretada pelo circuito como uma alteração da impedância da amostra GMI. Dessa forma, tendo em vista que a amostra GMI possui uma componente resistiva muito pequena, da ordem de 1 Ω (seção 2.2), e sabendo-se que o circuito é projetado de forma a traduzir uma pequena variação de impedância da amostra em uma grande variação de fase, percebe-se que a resistência espúria de C_2, que equivale a cerca de 10 % do valor da componente resistiva da fita GMI em H_{pol}, pode alterar significativamente as características de fase θ_{eq2} em função do campo magnético H.

O circuito foi simulado no SPICE, com todos os seus elementos exatamente iguais aos definidos na seção 3.2.2.3, excetuando-se a capacitância C_2 que, ao invés de ser modelada por uma capacitância pura de 1,55 μF, foi modelada por uma capacitância de 1,55 μF em série com uma resistência espúria de 0,1 Ω. Ou seja, a simulação SPICE 4 considera a utilização de AmpOps reais (OPA2822), de uma fonte de corrente I_{CC} real, e de uma capacitância C_2 real (capacitância + resistência espúria).

Assim como nas seções anteriores, admite-se que a amostra GMI esteja polarizada em H_{pol} = -0,7 Oe, de forma que se possa assumir R_{sens} = 1,078 Ω e L_{sens} = 626,17 nH, conforme definido na eq. (78). Ainda, fez-se R_{AJ} = 210 Ω, tendo em vista que R_{AJ} = 210 Ω e C_2=1,55 μF foram os valores utilizados para compensar os efeitos espúrios introduzidos pelos AmpOps reais e pela fonte I_{CC} real. Dessa forma, qualquer comportamento não-ideal observado pode ser atribuído unicamente à resistência espúria de 0,1 Ω inserida em série com a capacitância C_2.

Para a configuração aqui descrita, apresentam-se na Figura 44 as respectivas curvas da componente resistiva R_{eq2} e da componente reativa X_{eq2} da impedância equivalente Z_{eq2}, em função da frequência da corrente de excitação.

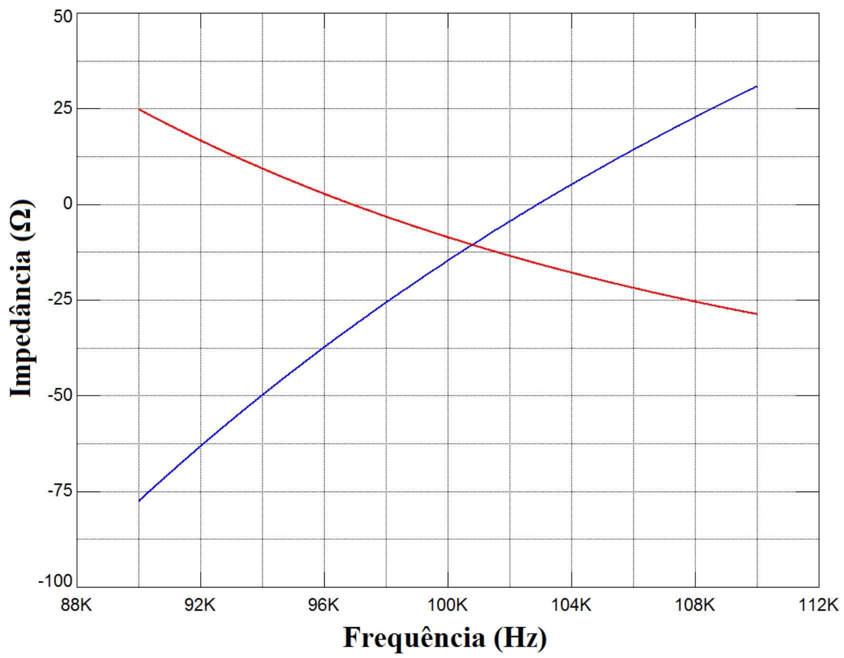

Figura 44 – SPICE 4: Comportamento das componentes resistiva R_{eq2} e reativa X_{eq2} da impedância equivalente Z_{eq2}, em função da frequência da corrente de excitação.

A inspeção da Figura 44 e sua comparação com a situação ideal, apresentada na Figura 35 da seção 3.2.2.1, permite que se constate que a resistência espúria, inerente a uma capacitância C_2 real, altera o comportamento das curvas de $R_{eq2}(H_{pol})$ e $X_{eq2}(H_{pol})$, em função da frequência. Por conseguinte, as curvas de fase θ_{eq2} em função do campo magnético H também serão afetadas.

Para a configuração atual do circuito, obtém-se $R_{eq2}(H_{pol}) = 0$ em $f = 102{,}90$ kHz, e $X_{eq2}(H_{pol}) = 0$ em $f = 96{,}89$ kHz. Por sua vez, em 100 kHz, tem-se $R_{eq2}(H_{pol}) = -14{,}63\ \Omega$ e $X_{eq2}(H_{pol}) = -8{,}63\ \Omega$.

De forma equivalente às análises realizadas nas seções anteriores, agora, a fim de se compensar as discrepâncias introduzidas pela resistência espúria, pode-se atuar sobre R_{AJ} e C_2, com base no procedimento descrito na subseção 3.2.2.2. Em particular, para o caso aqui retratado, força-se o circuito a operar conforme a previsão teórica original, ao se alterar o valor de R_{AJ} para 230 Ω e, conjuntamente, o valor de C_2 para 1,46 μF, compensando-se as discrepâncias introduzidas pelos AmpOps reais, as introduzidas pela fonte I_{CC} real e as advindas da resistência espúria. Lembra-se que a previsão teórica original refere-se à curva apresentada na Figura 33 da seção 3.2.1, a qual admitia todos os elementos do circuito como ideais e era obtida para R_{AJ} = 217 Ω e C_2 = 1,72 μF, acarretando em uma sensibilidade de 20713° Oe^{-1}.

3.2.2.5. Simulações SPICE – Considerações Finais

As análises realizadas nas subseções da seção 3.2.2 são fundamentais para a compreensão de discrepâncias teórico-experimentais que afetam o comportamento ideal das características de fase θ_{eq2} em função do campo magnético H e, consequentemente, a sensibilidade do circuito eletrônico de amplificação da sensibilidade de fase.

Os aspectos discutidos nestas subseções são cruciais para a adequada implementação experimental do circuito, sendo que a inobservância destes pode implicar comportamentos experimentais significativamente distintos dos previstos teoricamente.

A leitura da seção 3.2.2 mostra que, independentemente da causa da discrepância teórico-experimental observada, a mesma pode ser corrigida por ajustes finos na resistência R_{AJ} e na capacitância C_2. Consequentemente, fica claro que R_{AJ} e C_2 devem ser pontos de ajuste do circuito.

Ainda, destaca-se que os valores simulados para R_{AJ} e C_2, a fim de se compensar determinado aspecto não ideal, não serão necessariamente iguais a seus valores experimentais. Por exemplo, os valores definidos, por simulação, para R_{AJ} e C_2 a fim de se corrigir a discrepância nas curvas de fase, introduzidas pela impedância de saída finita da fonte de corrente I_{CC}, provavelmente não serão exatamente iguais aos valores experimentais necessários, visto que os parâmetros reais do transistor MOSFET (utilizado para implementar a fonte) não são exatamente iguais aos utilizados pelo simulador. Todavia, os valores simulados são bons pontos de partida para o ajuste.

3.2.3. Estabilidade do Circuito

A função de transferência $T(s)$ que relaciona a saída do circuito, apresentado na Figura 29, $V_{out}(s)$ com sua respectiva entrada $V_{in}(s)$ é dada por

$$T(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{Z_{GIC}(s)}{R_{AJ} + Z_{GIC}(s)}. \tag{104}$$

Consequentemente, explicitando-se os coeficientes de $T(s)$ em função das impedâncias do circuito apresentado na Figura 29, obtém-se

$$T(s) = \frac{as^3 + bs^2 + cs + 1}{ds^3 + bs^2 + cs + 1}, \tag{105}$$

onde os coeficientes a, b, c, d são números reais positivos, dados por

$$\begin{cases} a = R_4 C_2 C_4 L_{sens}(H) \\ b = R_4 C_2 C_4 R_{sens}(H) + C_2 L_{sens}(H) \\ c = C_2 R_{sens}(H) + R_4 C_4 \\ d = R_{AJ} C_2 C_4 C_6 R_5 R_3 + R_4 C_2 C_4 L_{sens}(H) \end{cases} . \tag{106}$$

A função de transferência $T(s)$ possui três polos, sendo que um deles é puramente real (σ_0) e os outros formam um par complexo conjugado ($\sigma_1 \pm j\omega_n$). Consequentemente, a resposta ao impulso do sistema é dada por

$$v_{out}(t) = e^{\sigma_0 t} + 2e^{\sigma_1 t}\cos(\omega_n t + \phi) \tag{107}$$

De forma a se realizar a análise numérica de um caso de interesse, os coeficientes (a, b, c e d) da função de transferência foram definidos admitindo-se que a amostra GMI esteja polarizada em H_{pol} = -0,7 Oe, de forma que se possa assumir R_{sens} = 1,078 Ω e L_{sens} = 626,17 nH, e definindo as demais capacitâncias e resistências de acordo com os valores explícitos na eq. (84) da seção 3.2.1.

Analisando-se o efeito de R_{AJ} sobre o polo real puro (σ_0), verifica-se que R_{AJ} = 0 implica em σ_0 = -1,29 x 10^6 e que incrementos R_{AJ} aproximam gradativamente σ_0 de zero, sendo que para R_{AJ} tendendo ao infinito tem-se que σ_0 tende a zero. Logo, independentemente de R_{AJ}, o polo σ_0 será sempre um número real negativo. Dessa forma, tendo em vista a resposta impulsional do sistema, definida na eq. (107), percebe-se que o polo real é responsável pela geração de uma exponencial decrescente ($e^{\sigma_0 t}$) sendo que, tipicamente, em módulo, σ_0 é um número muito grande, indicando que esta exponencial decai rapidamente a zero.

Por outro lado, ao se analisar a influência de R_{AJ} sobre os polos complexos conjugados ($\sigma_1 \pm j\omega_n$), verifica-se que, em função de R_{AJ}, é possível posicioná-los tanto no semiplano esquerdo do plano s (sistema estável) quanto no semiplano direito (sistema instável). Mais especificamente, na vizinhança de R_{AJ} = 217 Ω, ao se aumentar o valor de R_{AJ} desloca-se os polos complexos conjugados em direção ao semiplano direito, ou seja, aumentando-se R_{AJ} faz-se com que o sistema deixe de ser estável e passe a operar na região instável. Em particular, observa-se que a transição entre os semiplanos ocorre justamente para 216 Ω < R_{AJ} < 217 Ω, exatamente na mesma região para a qual se maximiza a sensibilidade de fase, conforme pode ser observado na Figura 33 da seção 3.2.1. Em particular, a eq. (108) apresenta os polos de $T(s)$, para $R_{AJ} = 216\ \Omega$ e para $R_{AJ} = 217\ \Omega$.

$$R_{AJ} = 216\ \Omega \Rightarrow s = \begin{cases} -379{,}80\times10^3 \\ -220 + j(629{,}91\times10^3) \\ -220 - j(629{,}91\times10^3) \end{cases}$$
$$R_{AJ} = 217\ \Omega \Rightarrow s = \begin{cases} -379{,}39\times10^3 \\ 340 + j(628{,}98\times10^3) \\ 340 - j(628{,}98\times10^3) \end{cases} \tag{108}$$

Ao se atenderem as restrições do método de amplificação da sensibilidade de fase, fazendo-se $R_{eq2}(H_{pol}) = 0$ e $X_{eq2}(H_{pol}) = 0$, tem-se que a componente real dos polos complexos conjugados torna-se nula, $\sigma_1 = 0$. Consequentemente, posicionam-se os polos complexos conjugados exatamente sobre o eixo imaginário. No entanto, isto ocorrerá apenas para um valor específico de R_{AJ} que implica uma sensibilidade de fase infinita e um fundo de escala nulo. Nessa situação, para o conjunto de impedâncias aqui definido, o circuito se comportaria como um oscilador com frequência de 100 kHz.

No entanto, ressalta-se que, conforme discutido na seção 3.2.1, também pode-se atender às restrições do método de amplificação da sensibilidade de fase fazendo-se $R_{eq2}(H_{pol}) \neq 0$ e $X_{eq2}(H_{pol}) = 0$. Nessa situação, troca-se sensibilidade por fundo de escala, sendo que, conforme se afasta $R_{eq2}(H_{pol})$ de zero, perde-se sensibilidade, mas ganha-se fundo de escala. A Figura 33 e a Tabela 4, apresentadas na seção 3.2.1, corroboram esta afirmação.

Caso, ao se fazer $R_{eq2}(H_{pol}) \neq 0$, opte-se por valores negativos de $R_{eq2}(H_{pol})$, o circuito operará na região estável. Por outro lado, caso se deseje fazer $R_{eq2}(H_{pol}) \neq 0$, tornando $R_{eq2}(H_{pol})$ positivo, o circuito irá operar na região instável. Para o circuito instável com valores de $R_{eq2}(H_{pol})$ positivos, mas próximos de zero, a frequência de oscilação será aproximadamente 100 kHz. Em contrapartida, ao se aumentar o valor de $R_{eq2}(H_{pol})$ os polos se afastarão do eixo imaginário em direção ao semiplano direito (instável), reduzindo a frequência de oscilação.

Deve-se atentar para o fato de que $R_{eq2}(H)$ é função das componentes resistiva $R_{sens}(H)$ e indutiva $L_{sens}(H)$ da amostra GMI, sendo que em princípio variações no campo magnético H podem implicar em variações em $R_{eq2}(H)$. Tais variações poderiam fazer, por exemplo, que um circuito estável se tornasse instável, ou vice-versa. No entanto, deve-se notar que o circuito eletrônico, apresentado na Figura 29, é configurado a fim de se atender à restrição imposta pela eq. (56), a qual faz com que, na vizinhança de H_{pol}, $R_{eq2}(H)$ seja insensível a variações no campo magnético H. Este fato independe do valor de R_{AJ}, o qual não interfere no atendimento desta restrição. A Figura 34(a), apresentada na seção 3.2.1, explicita esta constatação para o exemplo retratado, visto que, independentemente do valor selecionado para R_{AJ}, tem-se que a componente R_{eq2} é praticamente insensível a variações do campo magnético.

Entretanto, a Figura 34(b), apresentada na seção 3.2.1, indica que variações no campo magnético acarretam em variações de $X_{eq2}(H)$, advindas de variações na componente resistiva $R_{sens}(H)$ e indutiva $L_{sens}(H)$ da amostra GMI . Por sua vez, estas variações em $X_{eq2}(H)$ também podem afetar a estabilidade do circuito. A Figura 45 apresenta o comportamento dos polos e zeros do sistema, para $R_{AJ} = 217\ \Omega$, em função do campo magnético, para -1,0 Oe < H < -0,4 Oe. Destaca-se que o deslocamento observado nos polos e zeros advém de $X_{eq2}(H)$, visto que $R_{sens}(H)$ é praticamente insensível a variações no campo magnético.

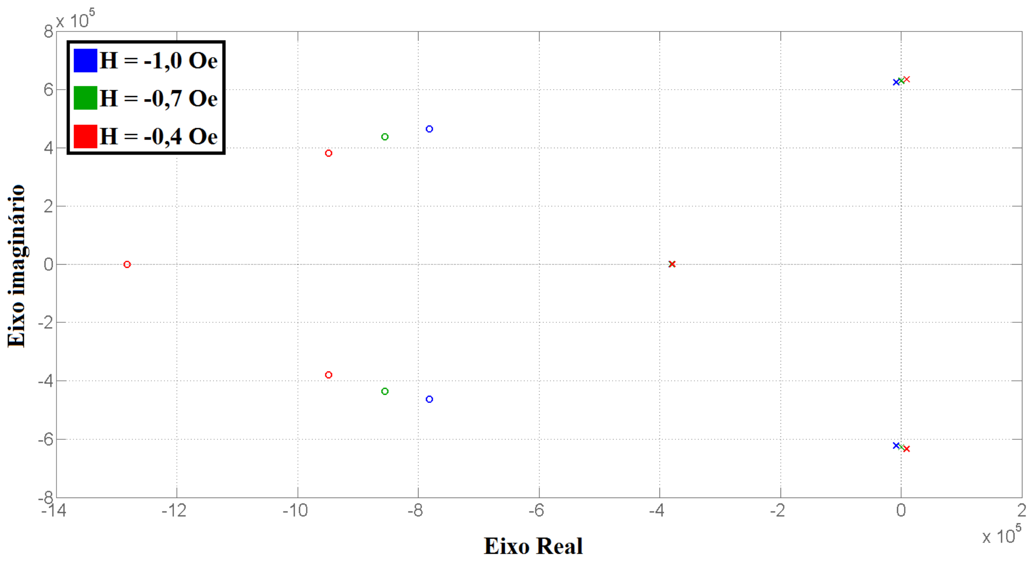

Figura 45 – Comportamento dos polos e zeros do sistema, para R_{AJ} = 217 Ω, em função do campo magnético, -1,0 Oe < H < -0,4 Oe.

Lembra-se que o campo de polarização é H_{pol} = -0,7 Oe e que na faixa -1,0 Oe < H < -0,4 Oe, os comportamentos de $R_{sens}(H)$ e $L_{sens}(H)$ são bem modelados, respectivamente, pelas eqs. (35) e (36), apresentadas na seção 2.2.1. A Figura 45 indica que a variação de campo magnético entre -1,0 Oe e -0,4 Oe praticamente não afeta nem a posição do polo real nem a do zero real. Por outro lado, ao se aumentar o campo magnético de -1,0 Oe para -0,4 Oe, nota-se que os zeros complexos conjugados são deslocados para a esquerda.

Observando-se a Figura 45, verifica-se que, conforme esperado para $R_{AJ} = 217\ \Omega$, em H_{pol} os polos complexos conjugados estão localizados praticamente sobre o eixo imaginário. No entanto, para H = -1,0 Oe os polos complexos conjugados se encontram no semiplano esquerdo (região estável) e para H = -0,4 Oe, estão localizados no semiplano direito (região instável).

Ou seja, percebe-se que, ao se fazer $R_{eq2}(H_{pol}) = 0$ e $X_{eq2}(H_{pol}) = 0$, situação para a qual os polos complexos conjugados estão sobre o eixo imaginário, mesmo pequenas variações do campo magnético H implicarão mudanças bruscas do comportamento do circuito, que será ora estável, ora instável.

Logo, caso deseje-se trabalhar na região estável, deve-se fazer $R_{eq2}(H_{pol})$ suficientemente negativo, a fim de se deslocar suficientemente os polos para dentro do semiplano esquerdo, garantindo que variações na impedância da amostra GMI não tornem o circuito instável. Equivalentemente, de forma a se garantir que o circuito opere sempre na região instável, para toda a faixa de campos H de interesse (fundo de escala), deve-se fazer com que $R_{eq2}(H_{pol})$ seja suficientemente grande, a fim de se deslocarem os polos para dentro do semiplano direito. Todavia, sabe-se que, ao se aumentar $R_{eq2}(H_{pol})$, em módulo, reduz-se a sensibilidade de fase. Consequentemente, novamente, existe uma clara relação de compromisso entre sensibilidade e fundo de escala.

As discussões feitas na seção 3.2, referentes às Figuras 31 e 32, levaram à conclusão de que maximiza-se a variação de fase $\Delta\theta_{leitura}$ no ponto de leitura da tensão de saída do circuito ao se fazer $R_{eq2}(H_{pol})$ positivo, o que implica em operar o circuito na região instável, conforme será detalhado no capítulo 4.2.

3.2.3.1. Limitação da Amplitude

Operando-se o circuito na região instável, tendo em vista a eq. (107), percebe-se que, ao se fazer o tempo tender ao infinito, a parcela de $v_{out}(t)$ atribuída ao polo real ($e^{\sigma_0 t}$) tenderá a zero, visto que σ_0 é um número real negativo. No entanto, visto que σ_1 será um número real positivo, verifica-se que a parcela de

$v_{out}(t)$ atribuída aos polos complexos conjugados ($2e^{\sigma_1 t}\cos(\omega_n t)$) implicará em oscilações senoidais de amplitude crescente com o tempo, sendo que este crescimento é ponderado pelo termo $2e^{\sigma_1 t}$. Dessa forma, verifica-se que, para o tempo tendendo ao infinito, em teoria, $v_{out}(t)$ também tende ao infinito.

No entanto, a amplitude dessas oscilações é limitada pelo circuito eletrônico desenvolvido. Ressalta-se que a função de transferência $T(s)$, explicitada em 3.2.3, admite que todos os elementos do circuito são ideais e, consequentemente, não descreve os efeitos não-lineares introduzidos pela limitação da amplitude de $v_{out}(t)$.

Em particular, a fim de se analisar a limitação de amplitude, deve-se observar o circuito apresentado na Figura 38 da seção 3.2.2.3, considerando-se os AmpOps reais (OPA2822) utilizados para implementação do GIC, a fonte de corrente I_{CC} real implementada e um sinal $V_{ac} = 10\text{ mV} \times \text{sen}(2\pi \times 10^5 \times t)$. Nesta configuração, de acordo com a simulação SPICE realizada, a tensão $v_{out}(t)$, medida no terminal de leitura, terá o comportamento apresentado na Figura 46.

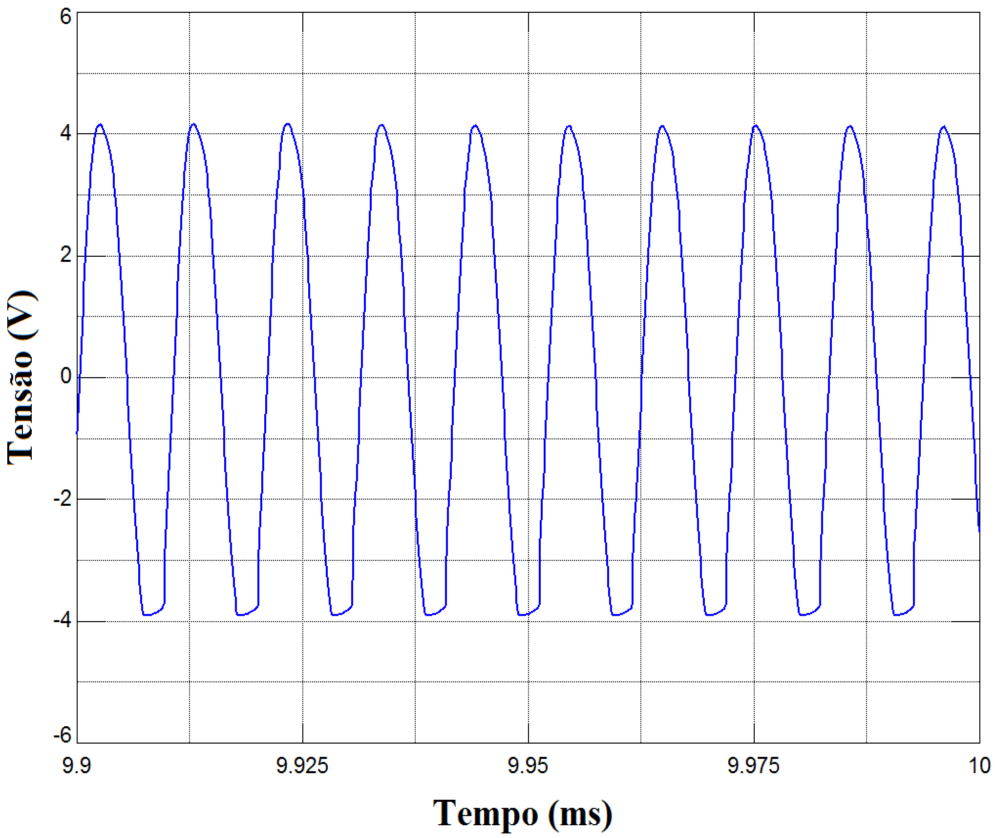

Figura 46 – Tensão $v_{out}(t)$, medida no terminal de leitura do circuito apresentado na Figura 38, com o circuito ajustado para operar na região instável.

Destaca-se que $v_{out}(t)$ apresenta um comportamento similar ao apresentado na Figura 46 mesmo com V_{ac} (Figura 38) aterrado. No entanto, a presença de um sinal V_{ac} senoidal com frequência igual à frequência de oscilação do circuito permite que se atinja o regime permanente em menos tempo e possibilita que se sincronize este sinal com um sinal de referência, utilizado no processo de detecção de fase, conforme será discutido no capítulo 4.

Observando-se a Figura 46, verifica-se que, conforme esperado, a frequência de oscilação é de 100 kHz. Também, é perceptível a limitação do pico negativo do sinal, imposta pela capacidade de corrente do AmpOp *U2*, que é da ordem de 100 mA, a qual é alcançada para tensões $v_{out}(t)$ da ordem de -4 V. Deve-se notar que a corrente drenada por *U*2 não é puramente CA, visto que o terminal de saída do AmpOp *U*2 drena toda a corrente CC (80 mA) que flui pela amostra GMI, conforme pode ser observado pela inspeção da Figura 38.

A inspeção da forma de onda senoidal apresentada na Figura 46 possibilita ainda que se observe uma sutil deformação do pico positivo do sinal, que é atribuída à saída da região de saturação do MOSFET *Q*1 (FDC6304P) e consequente entrada na região de triodo. Ao entrar na região de triodo, a resistência de saída da fonte de corrente começa a ser drasticamente reduzida, sendo que, na região de triodo, ao se reduzir V_{SD}, reduz-se a resistência de saída. Por sua vez, essa redução desloca os polos da função de transferência $T(s)$ para a esquerda, diminuindo a taxa de crescimento das oscilações senoidais e consequentemente limitando a amplitude de $v_{out}(t)$.

A Figura 47 apresenta as tensões no dreno v_D, *source* v_S e *gate* v_G do MOSFET *Q*1, utilizado para implementar a fonte de corrente I_{CC}.

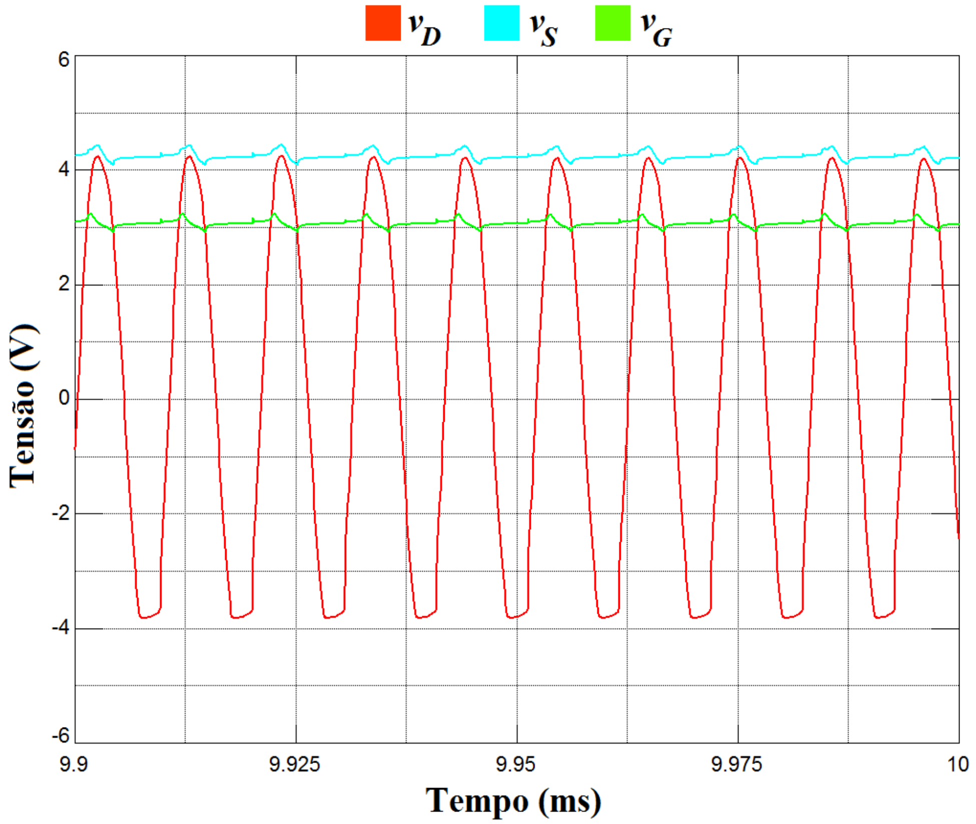

Figura 47 – Tensões no dreno v_D, *source* v_S e *gate* v_G do MOSFET Q1, utilizado para implementar a fonte de corrente I_{CC} do circuito apresentado na Figura 38.

A tensão de *threshold* V_{tp} do MOSFET utilizado é, tipicamente, igual a -0,86 V e sabe-se que para $v_{SD} > |V_{tp}|$ o MOSFET sai da região de saturação e passa a operar na região de triodo. Consequentemente, pode-se observar claramente na Figura 47 que, em torno do pico positivo de v_D, o MOSFET transiciona da região de saturação para a região de triodo, retornando posteriormente à saturação.