

Transistor *Spintrônico*: um dispositivo promissor

Ronaldo Rodrigues Pelá e Lara Kühl Teles

Departamento de Física, Instituto Tecnológico de Aeronáutica, Comando-Geral de Tecnologia Aeroespacial – 12228-900 - São José dos Campos, SP, Brasil

Resumo — O transistor bipolar magnético é estudado do ponto de vista teórico sendo seu desempenho comparado com os transistores atuais. Para tal, foram realizadas simulações das curvas características, bem como alguns outros parâmetros relacionados com seu desempenho, tais como, fator de amplificação de corrente, ganho em malha aberta, parâmetros híbridos e frequência de corte. Foi observado que o acoplamento spin-carga introduz novos fenômenos que enriquecem as características de funcionalidade do transistor bipolar magnético. Entre outros, este possui uma estrutura de banda ajustável, que pode ser modificada durante a operação do dispositivo, exhibe um novo efeito, efeito spin-voltacio, tornando o seu estudo promissor para aplicações em spintrônica.

Palavras-chaves — *Spintrônica*, Transistor, *Spin*, Ebers-Moll, Transistor Bipolar Magnético.

I. INTRODUÇÃO

A *Spintrônica* é um novo ramo da tecnologia que lida com o controle do spin do elétron em materiais metálicos e em semicondutores dopados com elementos magnéticos [1]. Em comparação com a *Spintrônica* baseada em metais, a utilização de estruturas semicondutoras se mostra mais próxima à Eletrônica moderna, a qual tem sua base assentada nessa classe de materiais, e mais versátil, devido à habilidade em ajustar a densidade de portadores através da dopagem, e alterar as propriedades através de voltagens de controle [2]. É esperado que o controle de spin em semicondutores venha a conduzir avanços tecnológicos significativos, principalmente no armazenamento e processamento de informações digitais, na gravação e leitura magnéticas e na computação quântica [3]. As aplicações potenciais variam desde o uso em memórias não voláteis ou até mesmo na computação quântica baseada no spin [4]. Nesse ponto, convém ressaltar que as aplicações em áreas militares também são bastante promissoras: os dispositivos *spintrônicos* pretendem acelerar a velocidade de processamento e reduzir drasticamente a potência consumida [5].

Recentemente, diferentes tipos de dispositivos vêm sendo propostos [6]-[20]. No entanto, as reais vantagens destes novos dispositivos ainda não foram claramente estabelecidas [20]. Portanto, é fundamental um estudo deste tipo. Dentre os dispositivos propostos, uma implementação promissora de semicondutores *spintrônicos* são os transistores bipolares magnéticos (MBT – *Magnetic Bipolar Transistor*), que combinam o transporte de *spin* e de carga

(elétron e buraco). Neste trabalho, realizamos um estudo do MBT e comparamos seu desempenho com os transistores atuais. Para tanto, realizamos a simulação das curvas características do MBT, bem como alguns outros parâmetros relacionados com seu desempenho: fator de amplificação de corrente, ganho em malha aberta, parâmetros híbridos e frequência de corte. Procuramos, em cada simulação, tecer comparações entre as características do MBT e do transistor comum.

II. MODELO DE EBERS-MOLL

O MBT consiste de um transistor de junção bipolar, no qual um semiconductor magnético (semiconductor dopado com íons magnéticos, por exemplo, metais de transição) é usado em uma ou mais regiões do dispositivo (emissor, base ou coletor). No presente trabalho, estudamos um MBT, no qual somente a base é magnética, enquanto que o emissor e coletor permanecem não magnéticos. Nós iremos nos ater à descrição de um transistor npn, conforme ilustrado na Fig. 1, no entanto, o transistor pnp deverá apresentar um comportamento análogo.

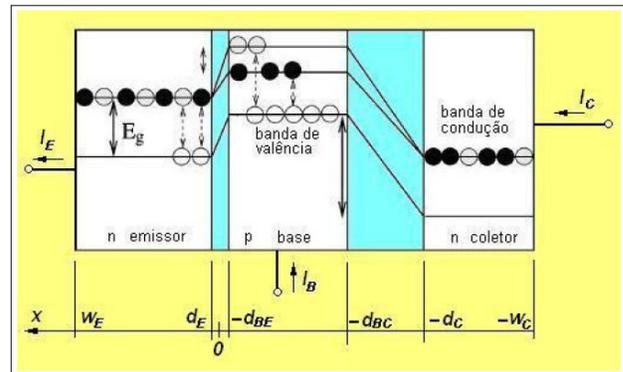


Fig. 1: Esquema de um MBT npn.

O MBT admite um modelo equivalente ao de Ebers-Moll do transistor bipolar (BJT – *Bipolar Junction Transistor*) [21]. Neste modelo, as expressões das correntes de emissor e coletor precisam ser corrigidas como em (1)-(2). Estas equações abordam o caso em que apenas a base é dopada magneticamente e que apenas os elétrons da banda de condução são *spin*-polarizados.

$$I_E = I_F - \alpha_R I_R + I_{MF} - \alpha_T I_{MR}, \quad (1)$$

$$I_C = \alpha_F I_F - I_R + \alpha_T I_{MF} - I_{MR}, \quad (2)$$

em que, I_E , I_C representam, respectivamente, as correntes dos diodos base-emissor e base-coletor. As correntes I_{MF} e I_{MR} são correntes direta e reversa (nesta ordem), devido ao acoplamento *spin* carga.

$$I_F = I_{ES}(e^{V_{BE}/V_T} - 1), \quad (3)$$

$$I_R = I_{CS}(e^{V_{BC}/V_T} - 1). \quad (4)$$

$$I_{MF} = I_{MS}(\delta\alpha_{EB})\alpha_{oB}e^{V_{BE}/V_T}, \quad (5)$$

$$I_{MR} = I_{MS}(\delta\alpha_{CB})\alpha_{oB}e^{V_{BC}/V_T}. \quad (6)$$

Em (3)-(6), o subscrito S (qualificativo de uma corrente) designa que se trata de uma corrente de saturação, e $V_T = k_B T / e$ (25,6mV a 25°C) é a chamada “tensão térmica”. O circuito representativo do MBT é dado na Fig.2. Ali, aparecem além dos dois diodos convencionais e das duas fontes de correntes convencionais, dois diodos magnéticos e duas fontes de corrente de acoplamento *spin*-carga.

Os dois diodos magnéticos atuam de maneira semelhante aos diodos convencionais exceto em alguns pontos:

- A característica tensão corrente é dada por e^{V/V_T} diferente daquela de senso-comum: $e^{V/V_T} - 1$.
- O sentido de fluxo preferencial de corrente pode ser alterado modificando-se o sinal de $\delta\alpha_{EB}\alpha_{oB}$ (ou de $\delta\alpha_{CB}\alpha_{oB}$, se for o caso).
- As fontes de corrente I_{MF} e I_{MR} têm características especiais em relação a I_F e I_R . A semelhança entre as duas categorias de fontes de corrente é que ambas são controladas pelas tensões V_{BE} ou V_{BC} . A diferença é que a primeira categoria, justamente por ter origem no acoplamento *spin*-carga, pode ser controlada (em amplitude e direção) adicionalmente pelo campo B aplicado e/ou pelo *spin*. Essa possibilidade enriquece o dispositivo com uma nova funcionalidade.

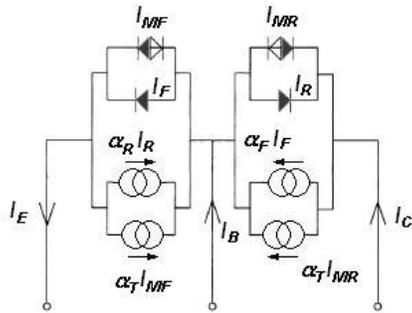


Fig. 2: Circuito Ebers-Moll equivalente para o MBT (transistor *npn*).

III. SIMULAÇÕES E RESULTADOS

As simulações foram feitas no *software* MATLAB v.6.5. Simulamos um MBT tipo *npn* e respeitamos as considerações já assumidas anteriormente: apenas a base (região *p*) é dopada magneticamente e somente os elétrons da banda de condução são *spin*-polarizados. Consideramos também que não são injetados *spins* nem no emissor, nem no coletor. Buscamos realizar as simulações usando parâmetros característicos com valores próximos aos do Silício:

concentração intrínseca $n_i = 1,45 \times 10^{16} m^{-3}$, [22]; permissividade relativa $\epsilon_r = 11,9$ [22]; temperatura absoluta $T = 300K$; área da junção $A = 10^{-7} m^2$ [23]; densidade de impurezas aceitadoras na base $N_{aB} = 10^{22} m^{-3}$, doadoras no emissor $N_{dE} = 10^{23} m^{-3}$ e no coletor, $N_{dC} = 10^{21} m^{-3}$ [24].

A concentração de impurezas magnéticas é considerada no fator de Landé g acarretado por estas. Para $g = 200$, típico [3], [25], quando simulamos, notamos, pelos resultados, que a variação de B não tem efeito visível sobre as características do transistor. Preferimos, então, realizar as simulações com $g = 2000$ para diferenciar, da forma mais clara possível, o comportamento de dispositivos magnéticos frente aos comuns, mesmo que para isso, tenhamos que fazer uso de um g ainda não constatado na prática.

IV. CURVAS CARACTERÍSTICAS

Nas Figs. 3 e 4, apresentamos as curvas características do MBT simulado. Pela Fig. 3, notamos que I_B apresenta uma baixa sensibilidade em relação a B , pois mesmo para $g = 2000$, I_B não sofreu alterações significativas com a variação de B . Através da Fig. 4, comparando-a com a Fig. 3, notamos que o campo magnético afeta mais intensamente I_C do que I_B . No caso de I_C , a aplicação de $B \sim 1T$ pode até quadruplicar o valor de $I_C(B=0)$, como se nota na Fig.4.

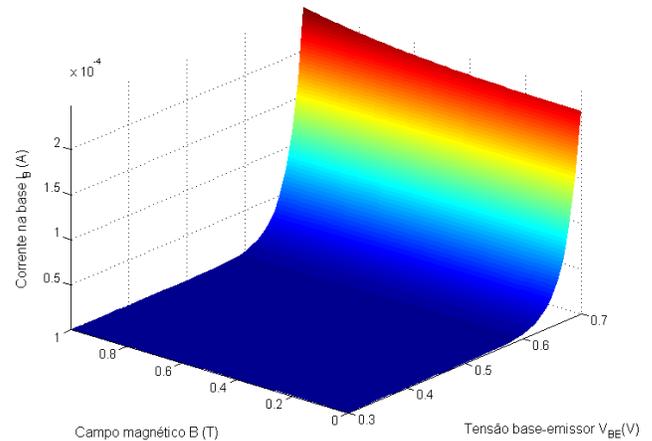


Fig. 3: Dependência de I_B em relação a tensões de polarização e a B .

Também, é bastante interessante observar que, mesmo para $V_{CE} = 0V$, a corrente I_C não é nula quando existe um campo magnético $B \neq 0$. Este fato chama a atenção porque usualmente o termo $V_{CE}I_C$ é o principal responsável pela dissipação de potência no transistor. A possibilidade de operar um dispositivo com $V_{CE} = 0V$ permite, pois, reduzir consideravelmente a dissipação de potência no transistor. O único inconveniente deste modo de operação é que a corrente circula no sentido reverso do habitual. Porém, isso pode ser visto como uma vantagem, pois, diante de um certo controle, um MBT *npn* acaba se comportando como um *pnP*.

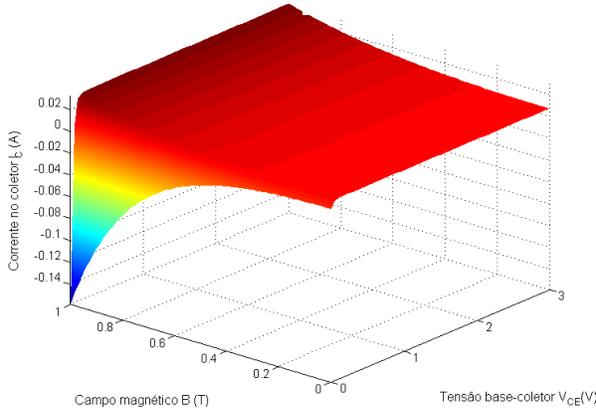


Fig. 4: Dependência de I_C em relação a tensões de polarização e a B .

V. PARÂMETROS DE DESEMPENHO

A. Fator de amplificação de corrente

A Fig.5 ilustra o comportamento de β na faixa de valores de B mais comuns do cotidiano. Notamos que $\beta(B=1T)$ é cerca de 5 vezes que $\beta(B=0T)$.

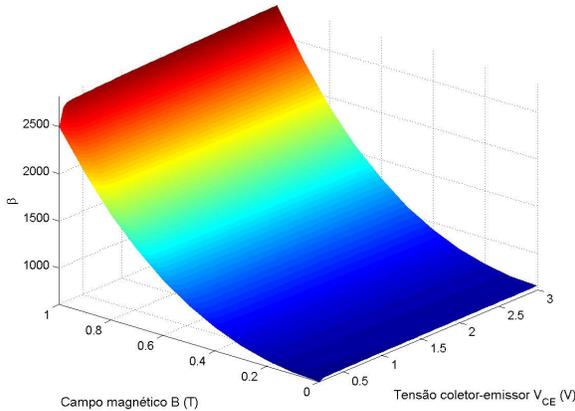


Fig. 5: Dependência de β em relação ao campo magnético ($V_{BE} = 0,70V$).

B. Ganho em Malha Aberta

Para simular o ganho em malha aberta do MBT, fazemos uso de uma topologia circuital bastante simples, como mostrada na Fig.6. Admitimos uma configuração do tipo “emissor comum”, em que o sinal a ser amplificado – que será designado por ΔV_{BE} – é injetado na junção base-emissor. Existe, também, uma fonte de alimentação (V_{CC}), que faz uma polarização DC do transistor. Por simplificação, neste circuito, desconsideramos os capacitores de acoplamento/desacoplamento, embora na prática, eles sejam utilizados; isso, porém, em nada prejudica os resultados obtidos, pois o efeito de tais capacitores se limita a acoplar sinais AC e/ou a desacoplar resistores.

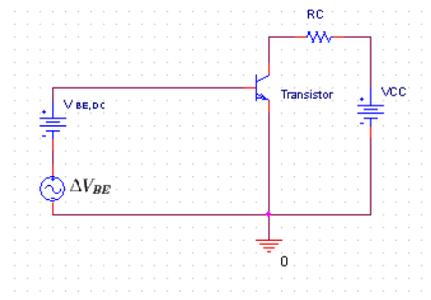


Fig. 6: Circuito Simplificado para operação de um Transistor.

Da Fig.6, concluímos que a tensão base-emissor é dada por: $V_{BE} = V_{BE,DC} + \Delta V_{BE}$. Sabemos que a tensão coletor-emissor vale $V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C$. Porém, sabe-se que I_C é uma função de V_{CE} e V_{BE} , digamos $I_C = f(V_{CE}, V_{BE})$. Assim, temos uma equação que fornece o valor de V_{CE} :

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C f(V_{CE}, V_{BE}), \quad (7)$$

para cada valor de V_{BE} , temos um único V_{CE} associado, que é a solução da equação transcendental (7). Como se trata de uma equação transcendental, empregamos o método da bissecção para resolver numericamente V_{CE} .

Nesta simulação, assumimos uma variação senoidal da forma $\Delta V_{BE} = (0,05V) \sin[2\pi(500s^{-1})t]$, sendo a amplitude bastante reduzida para não acarretar a saturação ou o corte do transistor. Assumimos, ainda, $V_{BE,DC} = 0,60V$, $V_{CC} = 12V$, $R = 1k\Omega$. Utilizamos um campo de $B = 0,0T$ (este caso é análogo ao de BJT) e $B = 0,5T$; para cada B , levantamos duas curvas, uma delas obtida por (7) e outra obtida pela abordagem clássica via linearização. Os resultados da simulação estão presentes na Fig. 7. Notamos uma concordância muito boa entre a resposta obtida por linearização e a resposta exata.

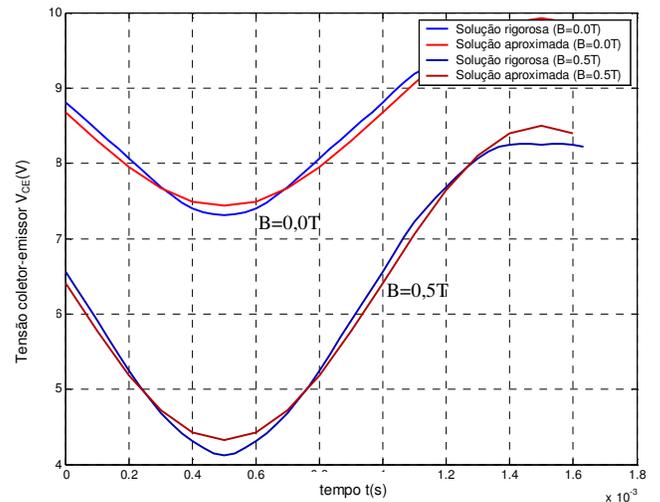


Fig. 7: Amplificação do transistor comum ($B = 0T$) e do MBT.

Para $B=0,0T$, obtivemos na análise DC: $I_C = 3,2mA$, $I_B = 4,73\mu A$, $\beta = 681$, $h_{ie} = V_T / I_B = 5,48k\Omega$. O ganho esperado, via abordagem de linearização, é de: $G = -\beta R_C / h_{ie} = -123$ (o sinal negativo indica uma inversão de fase). O ganho, obtido pelo método exato, é de $G = -124$. No caso de $B=0,5T$, obtivemos: $I_C = 5,4mA$, $I_B = 4,81\mu A$, $\beta = 1223$, $h_{ie} = 5,38k\Omega$. O ganho esperado, via abordagem de linearização, é de: $G = -209$. O ganho, obtido pelo método exato, é de $G = -207$. Comparando os resultados de $B=0,0T$ (que simula um BJT) e $B=0,5T$, podemos comentar que:

- O MBT consegue uma amplificação maior com uma tensão V_{CE} menor.
- A chave para a maior amplificação do MBT é que ele trabalha com uma corrente $B = I_C$ maior, pois, na análise linear, pode verificar que $G = -R_C I_C / V_T$. Porém o fato de I_C ser maior no MBT é consequência de seu β ser mais elevado que o do BJT (pois $I_C = \beta I_B$ e I_B é praticamente a mesma nos dois casos).
- A potência dissipada no transistor pode ser estimada pelo fator $V_{CE,DC} I_{C,DC}$. No caso do MBT, este produto vale $32mW$ e no BJT, $30mW$. Isso é surpreendente, pois uma amplificação cerca de 70% maior é conseguida sem um acréscimo considerável na dissipação de potência no transistor.

C. Parâmetros Híbridos

Abordando o transistor como um quadripolo, seus parâmetros híbridos permitem expressar as componentes AC de duas variáveis dependentes (geralmente uma tensão e uma corrente) em função das componentes AC de outras duas independentes. No modelo emissor comum, os parâmetros híbridos expressam V_{BE} e I_C em função de V_{CE} e I_B [26]. A Fig.8 ilustra o modelo circuitual correspondente dos parâmetros híbridos, via abordagem emissor comum.

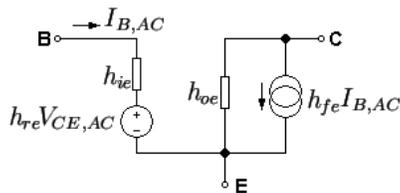


Fig. 8: Modelo de Parâmetros Híbridos (emissor comum).

Nesta simulação, para polarização DC do MBT, admitimos o circuito simplificado da Fig.6. Os resultados da simulação aparecem na Tabela I.

TABELA I COMPARAÇÃO DOS PARÂMETROS HÍBRIDOS DO BJT E DO MBT.

Parâmetro	BJT	MBT
$h_{ie}(k\Omega)$	5,3	5,2
$h_{re}(10^{-3})$	2	2
$h_{ie}(10^3)$	0,68	1,13
$h_{ie}(k\Omega)$	4,1	2,3

Comparando os dois transistores, notamos, claramente, que h_{ie} e h_{re} são praticamente iguais. Quanto ao h_{fe} , notamos que o MBT tem h_{fe} praticamente igual ao dobro do BJT. Isso acarreta, indiretamente, um ganho mais elevado para o MBT, como já constatamos anteriormente. Observamos, também, que a elevação do h_{fe} ocorre às custas da redução do h_{oe} quase pela metade. Este parâmetro está relacionado com a inclinação das curvas I_C por V_{CE} . Entretanto, $h_{oe} = 2,3k\Omega$ geralmente acaba não sendo problemático, pois, tipicamente $I_C = 100mA$, e, este valor de h_{oe} acarreta uma variação de $\sim 0,5mA$ para cada 1V de variação V_{CE} (cerca de 0,5%).

D. Frequência de Corte

A frequência de corte f_T de um transistor é aquela em que h_{fe} é 1. No cálculo de f_T , levamos em conta os sucessivos atrasos que os portadores encontram quando caminham do emissor para o coletor. Sendo τ_{EC} a soma de todos os aludidos atrasos, temos [22]: $f_T = 2\pi / \tau_{EC}$. Por sua vez, τ_{EC} pode ser expresso como [22]:

$$\tau_{EC} \cong \frac{V_T(C_E + C_C)}{I_E} + \frac{l_B^2}{2D_{nB}} + \frac{l_{CB}}{2} \sqrt{\frac{3\pi m_0}{8E_p}}, \quad (8)$$

em que, l_B representa o comprimento efetivo da base (que é igual ao comprimento total menos os comprimentos das regiões de depleção); l_{CB} simboliza o comprimento total da região de depleção coletor-base; E_p é a energia de fônons ópticos (no caso do Si, $E_p = 0,062eV = 0,062eV$ [22]); m_0 é a massa do elétron; C_E e C_C denotam, respectivamente, as capacitâncias existentes entre o emissor e a base e entre o coletor e a base. As capacitâncias C_E e C_C podem ser calculadas através de: $C_E = \epsilon A / l_{EB}$ e $C_C = \epsilon A / l_{CB}$, sendo l_{EB} o comprimento da região de depleção emissor-base.

Nesta simulação, supomos o circuito de polarização da Fig.6. Os resultados constam na Tabela II. Notamos que a frequência de corte do MBT é ligeiramente maior que do BJT. Isso pode ser compreendido pelo fato de o MBT possuir regiões de depleção mais largas que o BJT. A mesma Tabela também nos assegura que, apesar de o MBT possuir ganho e fator de amplificação de corrente mais elevados, sua frequência de corte não fica prejudicada em comparação à do BJT.

TABELA II FREQUÊNCIA DE CORTE PARA O BJT E O MBT.

	BJT	MBT
$f_T(MHz)$	47,7	41,4

VI. CONCLUSÕES

Podemos, sucintamente, levantar as seguintes conclusões:

- Qualitativamente, o MBT possui um comportamento que

se assemelha ao BJT. Porém o acoplamento spin-carga introduz novos fenômenos que enriquecem as características de funcionalidade do MBT. Entre outros, o MBT possui uma estrutura de banda ajustável, que pode ser modificada durante a operação do dispositivo, o que é bastante interessante, pois parâmetros que no BJT são fixos, no MBT podem ser variados conforme o campo B aplicado.

- No MBT, notamos necessidade de um g elevado para que o campo magnético comece a ter um efeito pronunciado.
- Uma característica do MBT se mostrou bastante destacada: a existência de uma corrente I_C reversa na presença de $V_{CE} = 0V$.
- O efeito de B nas curvas características de um MBT é: aumentar I_C e I_B , para as mesmas tensões V_{CE} e V_{BE} de polarização. O aumento experimentado por I_B é bastante suave, quando comparado com o aumento de I_C .
- O fator de amplificação β do MBT experimenta um aumento bem considerável na presença de um campo B (pode aumentar cerca de 5 vezes).
- Quanto ao ganho de malha aberta, notamos que o MBT consegue um ganho maior com uma tensão de polarização V_{CE} menor. O segredo para essa maior amplificação é aumentar o I_C . A dissipação de potência, porém, não fica prejudicada, pois a potência dissipada no MBT é praticamente a mesma dissipada em um BJT.
- Para o circuito estudado, constatamos que os parâmetros híbridos do MBT são quase que iguais aos do BJT, exceto pelo ganho (que no MBT é maior - quase que o dobro) e pela impedância de coletor (que no MBT é menor - cerca de metade do BJT - porém que não prejudica o desempenho do MBT).
- No circuito estudado, a frequência de corte do MBT ($\sim 50MHz$) é praticamente a mesma do BJT (na verdade, o MBT tem frequência de corte ligeiramente maior). Esse fato é surpreendente, pois a elevação do ganho não prejudicou a banda passante do MBT.
- Nas simulações feitas, não estudamos o efeito de injeção de spin sobre as características do MBT. A injeção de spin pode ser um fator crucial para permitir que um dispositivo com $g = 200$ tenha características mais competitivas.

VII. AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à FAPESP pelo apoio concedido.

REFERÊNCIAS

- [1]. Ivanov, V. A. *et al.* *Spintronics and spintronics materials*. Russian Chemical Bulletin, Vol.53, N.11, pp.2357-2405, Novembro 2004.
- [2]. Saikin, S., Pershin, Y.V., Privman, V., *IEE Proc.-Circuits Devices Syst.* 152,366/2005.
- [3]. Zutic, I., Fabian, J., Sarma, S., *Theory of spin-polarized bipolar transport in magnetic p-n junctions*. Physical Review B, Vol.66, 165301, Outubro 2002.
- [4]. Zutic, I., Fabian, J., Sarma, S. *Theory of magnetic bipolar transistors*. Cond-mat, Vol.1, 0211639, pp. 1-5, Novembro 2002.
- [5]. Site <http://www.physics.umd.edu/rgroups/spin/intro.html>, consultado em 08/11/2006.
- [6]. Flatte *et al.* *Theory of semiconductor magnetic bipolar transistors*. Applied Physics Letters, Vol.82, pp. 4740-4742, 2003.
- [7]. Datta, S., Das, B. *Electronic analog of the electro-optic modulator*. Applied Physics Letters, Vol.56, pp. 665-667, 1990.
- [8]. Wang, B., Wang, J., Guo, H. *Quantum spin field effect transistor*. Physics Review B, Condensed Matter Mater. Phys., Vol.67, pp.092408/1-4., 2003.
- [9]. Schliemann, J., Egues, J. C., Loss, D. *Nonballistic spin-field-effect transistor*. Physical Review Letters, Vol.90, pp.146801/1-4, 2003.
- [10]. Egues, J.C., Burkard, G., Loss, D. *Datta-Das transistor with enhanced spin control*. Applied Physics Letters, Vol.82, pp. 2658-2660, 2003.
- [11]. Wang, X.F., Vasilopoulos, P. *Influence of subband mixing due to spin-orbit interaction on the transmission through periodically modulated waveguides*. Physics Review B, Condensed Matter Mater. Phys., Vol.68, p.035305/1-8., 2003.
- [12]. Hall, K.C. *et al.* *Non-magnetic semiconductor spin transistor*. Applied Physics Letters, Vol.83, pp. 2937-2939, 2003.
- [13]. Jonker, B.T. *Polarised optical emission due to decay or recombination of spin polarised injected carriers*. 23 Fevereiro 1999, US Patent 5874749.
- [14]. Mani, R.G. *et al.* *Nuclear spin based memory and logic quantum Hall semiconductor nanostructures for quantum computing applications*. Physica E, Vol.12, pp. 152-156, 2002.
- [15]. Vrijen, R. *et al.* *Electron-spin resonance transistors for quantum computing in silicon-germanium heterostructures*. Physics Review A, Vol.62, pp. 012306/1-10, 2000.
- [16]. Bandyopadhyay, S., Cahay, M., *Proposal for a spintronic femto-Tesla magnetic field sensor*. Physica E, Vol.27, pp. 98-103, 2005.
- [17]. Ciuti, C., McGuire, J.P., Sham, L.J., *Spin-dependent properties of a two dimensional electron gas with ferromagnetic gates*. Applied Physics Letters, Vol.81, pp. 4781-4783, 2002.
- [18]. Osipov, V.V., Bratkovsky, A.M. *A class of spin injection-precession ultrafast nanodevices*. Applied Physics Letters, Vol.84, pp. 2118-2120, 2004.
- [19]. Bratkovsky, A.M., Osipov, V.V. *High frequency spin-valve effect in a ferromagnet-semiconductor-ferromagnet structure based on precession of the injected spins*. Physical Review Letters, Vol.92, pp.098302/1-4, 2004.
- [20]. D'Yakov, M., *Spintronics?*, in Luruy, S., Xu, J., Zaslavsky, A. (Eds.), *Future trends in microelectronics: the nano, the giga and the ultra*. Wiley - IEEE Press, 2004.
- [21]. Zutic, I., Fabian, J., Sarma, S. *The Ebers-Moll model for magnetic bipolar transistors*. Applied Physics Letters, Vol.86, 133506, Ano 2005.
- [22]. Sze, S.M. (1981), *Physics of Semiconductor Devices - 2nd Edition*. Wiley: Nova York.
- [23]. Rezende, S.M. (2004), *Materiais e Dispositivos Eletrônicos-2ª Edição*. Editora Livraria da Física: São Paulo.
- [24]. Zutic, I., Fabian, J., Sarma, S. *Magnetic bipolar transistor*. Applied Physics Letters, Vol.84, N.1, pp. 85-87, Janeiro 2004.
- [25]. Zutic, I., Fabian, J., *Spin-polarized current amplification and spin injection in magnetic bipolar transistors*. Physical Review B, Vol.69, 115315, Março 2004.
- [26]. Sedra, A.S., Smith, K.C. (2000), *Microeletrônica*. Quarta Edição. MakronBooks: São Paulo. Traduzido por Pearson Education.