

BAB II

TINJAUAN PUSTAKA

Pada bab ini, pertama-tama, kami akan memberikan telaah mengenai devais LDMOSFET dengan beberapa keunggulannya. Struktur dasar dan prinsip kerja LDMOSFET akan didiskusikan. Selain itu, didiskusikan pula model-model nonlinear FET. Berikutnya, hal-hal yang berkaitan dengan penguat daya MW/RF dari mulai topologi dasar, kinerja, dan perancangannya juga dibahas. Metode-metode analisis nonlinear didiskusikan dan kemudian dilanjutkan dengan karakterisasi distorsi intermodulasi dua-nada.

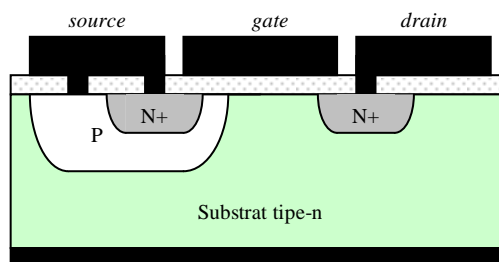
2.1 LDMOSFET

Pada awalnya, penguat daya gelombang mikro (MW) dan frekuensi radio (RF) untuk sistem komunikasi nirkabel tidak menggunakan devais berbasis silikon. Alasan utamanya adalah kinerja silikon yang tidak mendukung. Teknologi penguat daya MW/RF didominasi oleh teknologi GaAs karena GaAs memiliki kinerja dan efisiensi daya yang sangat baik pada frekuensi tinggi. Akan tetapi, keadaan tersebut berubah ketika lebar *gate* MOS dapat diperkecil hingga di bawah 0,5 μm sehingga dapat bekerja pada frekuensi tinggi. Devais kanal permukaan

silikon dapat menghasilkan frekuensi maksimum lebih dari 65 GHz untuk panjang *gate* 0,1 μm dengan $V_{dd} = 2,0$ V. Karena devais ini dapat beroperasi pada catu daya rendah, devais CMOS submikron untuk aplikasi linear frekuensi tinggi sedang mendapatkan banyak perhatian. Penguat daya LDMOS silikon menghasilkan kinerja dan efisiensi yang sangat baik pada daya keluaran tinggi pada 1,9 GHz hingga 2,6 GHz, menyaingi GaAs. Devais daya LDMOS silikon juga memberikan stabilitas yang baik dan konfigurasi rangkaian yang lebih sederhana daripada devais berbasis GaAs.

2.1.1 Struktur dasar

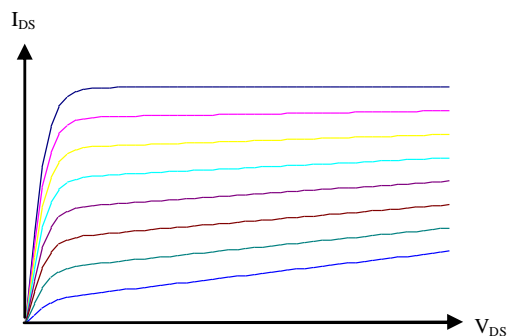
Struktur dasar LDMOSFET diilustrasikan pada Gambar 2.1. Seperti FET pada umumnya, LDMOSFET merupakan devais dengan tiga terminal yaitu *gate*, *drain*, dan *source*. Substratnya terbuat dari silikon tipe-n. *Drain* dan *source* merupakan daerah dengan doping N+. Akan tetapi, berbeda dengan MOSFET biasa, pada LDMOSFET daerah *source* (N+) berada pada daerah P yang didoping secara lateral. Doping P ini dimaksudkan untuk meningkatkan gain RF dan mencegah *punch-through* pada tegangan *drain-source*, V_{DS} , tinggi.



Gambar 2.1 Struktur dasar LDMOSFET.

2.1.2 Prinsip kerja

Prinsip kerja transistor dapat dipahami dari Gambar 2.1. Seperti FET pada umumnya, kerja LDMOS didasarkan pada pengaturan arus *drain* ke *source* oleh tegangan *gate*. Pada tegangan *gate-source*, V_{GS} , nol, *source* dan *drain* merupakan sambungan p-n yang terhubung saling membelakangi. Hanya arus bocor yang dapat mengalir dari *drain* ke *source*. Jika V_{GS} positif diberikan, lapisan inversi permukaan atau kanal dibentuk pada daerah p sehingga *source* dan *drain* terhubung oleh kanal n konduksi. Ketika tegangan *drain-source*, V_{DS} , diberikan, arus akan mengalir dari *drain* ke *source*. Konduktansi kanal ini dapat dimodulasikan dengan mengubah-ubah V_{GS} .

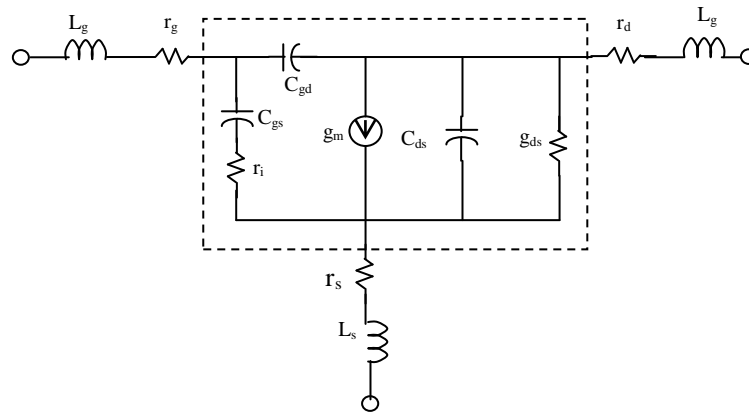


Gambar 2.2 Kurva karakteristik I-V FET secara umum.

Jika V_{DS} kecil diberikan, arus akan mengalir dari *drain* ke *source* melalui kanal konduksi. Kanal bertindak sebagai resistor dan arus *drain* sebanding dengan V_{DS} . Ini merupakan daerah linear. Jika tegangan *drain* meningkat, akan dicapai suatu titik dimana lebar kanal menjadi nol, disebut titik *pinch-off*. Pada titik *pinch-off*, arus *drain-source* relatif konstan. Arus drain sebagai fungsi V_{GS} dan V_{DS} ditunjukkan pada Gambar 2.2.

2.1.3 Model sinyal kecil

Model sinyal kecil adalah model transistor yang didedikasikan untuk masukan dengan amplitudo kecil. Pada masukan sinyal kecil transistor bekerja secara linear sehingga model ini disebut juga model linear. Pada dasarnya, meskipun setiap jenis FET memiliki struktur berbeda, model instrinsik sinyal kecilnya sama. Model instrinsik ini diperlihatkan pada Gambar 2.3 dan parameter-parameter yang terkait dijelaskan secara singkat pada paragraf berikut.



Gambar 2.3 Model sinyal kecil LDMOS silikon. Rangkaian yang berada dalam kotak putus-putus adalah rangkaian instrinsik, sedangkan bagian luarnya adalah rangkaian ekstrinsik.

Transkonduktansi, g_m , menunjukkan seberapa besar perubahan arus *drain-source*, ΔI_{DS} , terhadap perubahan tegangan *gate-source*, V_{GS} , pada tegangan *drain-source*, V_{DS} , konstan. Secara matematis,

$$g_m = \left. \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta V_{GS}} \right|_{V_{DS} \text{ konstan}} \quad (2.1)$$

Konduktansi keluaran, g_{ds} , adalah perubahan arus *drain-source* terhadap perubahan tegangan *drain-source* pada tegangan *gate-source* konstan. Konduktansi keluaran merupakan kemiringan grafik $I_{DS}-V_{DS}$ pada daerah saturasi. Secara matematis,

$$g_{ds} = \left. \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta V_{DS}} \right|_{V_{GDS} \text{ konstan}} \quad (2.2)$$

Kapasitansi *gate-source*, C_{gs} , bergantung pada daerah deplesi di bawah *gate* dan konsentrasi pembawa pada kanal serta bergantung pada tegangan *gate* dan potensial kanal lateral. Kapasitansi ini terdistribusi dan secara resistif terhubung dengan kanal konduksi. Rangkaian masukan *gate-source* dapat dinyatakan dengan kombinasi seri terdistribusi dari kapasitansi C_{gs} dan R_i .

Kapasitansi *gate-drain*, C_{gd} , menyatakan jalur umpan balik antara *gate* dan *drain* akibat penggandengan antara *gate* dan *drain*. Kapasitansi ini juga terdistribusi dan terhubung dengan resistivitas kecil ke kanal konduksi.

Kapasitansi *drain-source*, C_{ds} , adalah kapasitansi yang muncul antara *drain* dan *source*. Kapasitansi ini juga berhubungan dengan jalur konduksi di dalam devais.

Selanjutnya, meskipun model intrinsik untuk semua FET umumnya sama, model yang berkaitan dengan bagian ekstrinsiknya berbeda, tergantung pada struktur devais FET tersebut. Tetapi, secara umum setiap LDMOS memiliki rangkaian ekivalen ekstrinsik dasar yang hampir sama seperti yang terlihat pada Gambar 2.3. R_d dan L_d menyatakan resistansi dan induktansi pad *drain*, R_s dan L_s

menyatakan resistansi dan induktansi pad *source*, dan R_g dan L_g menyatakan resistansi dan induktansi pad *gate*.

2.1.4 Model sinyal besar

Model sinyal besar disebut juga model nonlinear, karena pada eksitasi sinyal besar, linearitas kerja transistor sudah tidak dapat dijamin lagi. Model nonlinear disusun dengan asumsi dasar bahwa karakteristik transistor sendiri tidak pernah benar-benar linear. Asumsi linear yang dibuat pada model sinyal kecil, hanyalah linear sepotong-sepotong kecil saja, yaitu sinyal bergerak pada daerah yang dapat diasumsikan linear karena perubahan harga g_m yang tidak terlalu besar pada daerah tersebut. Pada kenyataannya, harga g_m berubah-ubah karena fungsi yang menghubungkan I_{DS} dengan V_{gs} , bukanlah fungsi linear.

Dewasa ini telah banyak model nonlinear FET yang telah dikembangkan oleh beberapa ahli pemodelan, di antaranya model Curtice-Ettenberg, TOM, dan Parker-Skellern. Diskusi mengenai model-model ini diberikan pada subbab tersendiri setelah ini.

2.2 Model-model Nonlinear FET

2.2.1 Model *Curtice-Cubic*

Curtice dan Ettenberg mengganti hukum kuadrat yang sebelumnya dipakai dengan polinomial kubik dengan empat parameter penyesuai. Model ini menggunakan

polinomial orde tiga, disebut model *Curtice-Cubic*, dengan menganggap bahwa arus *drain-source* memenuhi persamaan berikut [7]:

$$I_{ds} = \left(I_0 + A_1 V_1 + A_2 V_1^2 + A_3 V_1^3 \right) \tanh(\alpha V_{ds}) \quad (2.3)$$

dengan

$$V_1 = V_{gs} [1 + \beta(V_{ds0} - V_{ds})]. \quad (2.4)$$

Parameter β mengendalikan perubahan tegangan *pinch-off* terhadap V_{ds} , V_{ds0} adalah tegangan *drain-source* pada saat koefisien A_i dievaluasi. Model kubik lebih kapabel untuk simulasi harmonik orde ketiga dan distorsi intermodulasi yang akurat dalam kerja kelas A daripada model-model populer lainnya. Kelemahan utama model *Curtice-Cubic* adalah bahwa model ini tidak pernah *pinch-off*.

2.2.2 Model TOM

Model TOM menganggap bahwa arus *drain-source* memenuhi fungsi analitis dalam bentuk berikut :

$$I_{ds} = \frac{I_{ds0}}{1 + \delta V_{ds} I_{ds0}} \quad (2.5)$$

dengan

$$I_{ds0} = \beta [V_{gs} + \gamma(f) V_{ds} - V_{to}]_g^0 K \tanh(\alpha V_{ds}) \quad (2.6)$$

Beberapa fitur model TOM mudah mengendalikan penyesuaian (*fitting*) g_m sebagai fungsi V_{gs} , modulasi umpan balik elektrostatik (yakni, tegangan *pinch-off* yang besarnya meningkat terhadap peningkatan V_{ds}) dan merupakan cara

pemodelan sederhana tentang kebergantungan R_{ds} pada V_{gs} , V_{ds} , dan temperatur kanal.

Model TOM juga memasukkan efek umpan balik *drain* bersamaan dengan pengurangan konduktansi drain yang disebabkan oleh pemanasan sambungan melalui penggunaan parameter δ .

2.2.3 Model Parker-Skellern

Model Parker-Skellern (PS) merupakan model FET empiris yang sangat komprehensif yang tersedia untuk simulasi rangkaian. Model PS dapat dipandang sebagai perluasan besar dari model TOM. Pada model TOM, umpan balik elektrostatik diungkapkan dalam istilah V_{ds} . Model PS mempunyai versi yang diperluas dari efek elektrostatik yang diungkapkan dalam istilah V_{gs} dan V_{gd} .

$$\begin{aligned}
 V_{gst} = & V_{gs} - V_{to} - (\gamma_{lf} + \gamma_{lf1}V_{gs(dc)} + \gamma_{lf2}V_{gd(dc)})V_{gd(dc)} \\
 & - (\gamma_{hf} + \gamma_{hf1}V_{gs(dc)} + \gamma_{hf2}V_{gd(dc)})V_{gd(ac)} \\
 & - (\eta_{hf} + \eta_{hf1}V_{gd(dc)} + \eta_{hf2}V_{gs(dc)})V_{gs(ac)}
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

Ungkapan efek elektrostatik pada DC dan frekuensi yang lebih besar dari 10 MHz memerlukan parameter-parameter yang berbeda. Ini ditunjukkan oleh $V_{gs}(DC)$ dan $V_{gs}(AC)$. Distorsi yang bergantung frekuensi mencakup dampak ionisasi, pemanasan sendiri, dan efek *trapping* yang menyebabkan modulasi *pinch-off* yang bergantung pada bias dan frekuensi. Ini merupakan efek distorsi yang bergantung frekuensi dari devais yang menyebabkan karakteristik DC dan RF-nya berbeda satu sama lainnya. Model TOM memasukkan efek distorsi

bergantung frekuensi parsial sebagai resistor nonlinear yang paralel dengan sumber arus.

Pada model PS, untuk mendapatkan efek *pinch-off* halus, V_{gt} ditransformasikan dalam ungkapan berikut:

$$V_{gt} = V_{st} (1 + m_{vst} V_{dst}) \ln \left[\exp \left(\frac{V_{gst}}{V_{st} (1 + m_{vst} V_{dst})} \right) + 1 \right] \quad (2.8)$$

Istilah V_{st} pada persamaan di atas mengendalikan kehalusan *pinch-off*. Ungkapan di atas menuju nol jika $V_{gst} < 0$ dan menuju V_{gst} jika $V_{gst} > 0$. Ketajaman transisi ini dikendalikan oleh V_{st} . Transformasi kontinyu antara dua daerah ini menghasilkan konvergensi selama simulasi. Hasil *pinch-off* halus ini adalah nol yang menyilang turunan orde ketiga dari arus drain yang selalu teramati dalam devais nyata dan tidak terprediksi oleh model yang tidak mengimplementasikan *pinch-off* halus.

Untuk memprediksi perilaku FET dalam daerah saturasi, model PS menggunakan hukum pangkat yang sama dengan model TOM

$$I_{ds0} = \beta V_{gt}^Q - (V_{gt} - V_{dt})^Q \quad (2.9)$$

Efek pemanasan sendiri pada kanal dan pengurangan mobilitas elektron yang dihasilkan dimodelkan oleh pengurangan β yang efektif terhadap disipasi daya.

Dalam model PS, daerah triode digambarkan oleh hukum pangkat sebarang yang terpisah. Ini berbeda dari hukum pangkat yang digunakan dalam model TOM (model TOM menggunakan hukum pangkat yang sama untuk daerah saturasi dan daerah triode).

$$V_{dp} = \frac{P}{Q} \left(\frac{V_{gt}}{\phi_b - V_{to}} \right)^{P-Q} V_{ds} \quad (2.10)$$

Persamaan-persamaan berikut menangani transisi antara daerah triode dan daerah saturasi.

$$V_{sat} = \frac{V_{gt}(M_\zeta V_{gt} + \zeta(\phi_b - V_{to}))}{(M_\zeta + 1)V_{gt} + \zeta(\phi_b - V_{to})} \quad (2.11)$$

dan

$$V_{dt} = \frac{1}{2} \sqrt{\left(\sqrt{1+z} + V_{sat} \right)^2 + zV_{sat}^2} - \frac{1}{2} \sqrt{\left(\sqrt{1+z} - V_{sat} \right)^2 + zV_{sat}^2} \quad (2.12)$$

Lokasi transisi antara daerah triode dan saturasi terhadap V_{ds} , jika V_{gs} divariasikan, dikendalikan oleh Persamaan (2.11). Posisinya dikendalikan oleh ζ dan M_ζ memberikan nada yang halus pada kebergantungan V_{gs} . Potensial *built-in* kontak Schottky direpresentasikan oleh ϕ_b . Persamaan (2.12) mengendalikan ketajaman transisi. Nilai z rendah menghasilkan transisi yang lebih curam antara daerah triode dan saturasi. Persamaan (2.12) menghadirkan transisi yang halus antara V_{dp} dan V_{sat} , dengan V_{dt} sama dengan nilai terkecil dari kedua variabel tersebut. Transisi yang halus menjamin konvergensi dalam simulasi domain waktu.

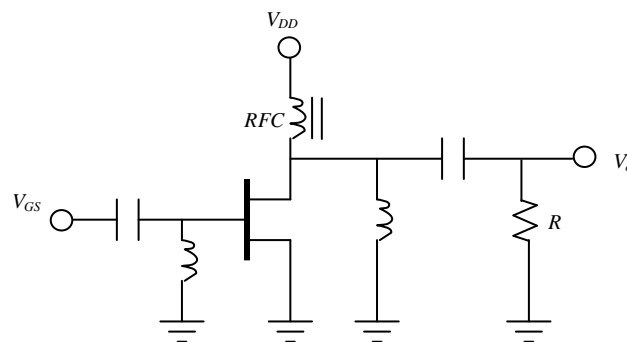
Beberapa fitur bagian DC dari model PS adalah hukum pangkat triode yang independen, kendali ketajaman *knee*, pemanasan sendiri LF, kendali lokus *knee*, umpan balik elektrostatik LF bergantung bias, dan *pinch-off* halus bergantung bias dengan faktor kehalusan yang dapat diatur.

2.3 Penguat Daya MW/RF

Pada sistem komunikasi modern, penguat daya gelombang mikro dan frekuensi radio memiliki peranan yang signifikan. Beberapa hal yang berkaitan dengan penguat daya dibahas pada bagian berikut.

2.3.1 Topologi dasar

Ada tiga macam topologi penguat daya, yaitu penguat daya *source* bersama, *drain* bersama, dan *gate* bersama. Akan tetapi, topologi yang umumnya dipakai adalah penguat daya *source* bersama, karena memiliki linearitas yang lebih baik daripada topologi lainnya. Topologi *source* bersama ditunjukkan pada Gambar 2.4.



Gambar 2.4 Topologi penguat daya *source* bersama.

2.3.2 Kinerja

Ada beberapa parameter untuk menyatakan kinerja penguat daya. Parameter tersebut dijelaskan secara singkat pada paragraf berikut.

Parameter pertama yang menyatakan kinerja penguat daya adalah daya keluaran. Level daya keluaran sebuah penguat daya diberikan oleh persamaan berikut:

$$P_{out} = \frac{(V_{ds} - V_{sat})^2}{2R_L} \quad (2.13)$$

dengan P_{out} adalah daya keluaran penguat, V_{ds} adalah tegangan *drain-source*, V_{sat} adalah tegangan saturasi transistor, dan R_L adalah resistansi beban.

Selanjutnya, perbandingan antara level daya keluaran dan level daya masukan disebut gain (penguatan). Secara matematis, gain penguat dinyatakan sebagai

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.14)$$

dengan P_{in} adalah level daya masukan pada penguat.

Parameter yang menggambarkan seberapa besar daya masukan DC yang diubah menjadi daya keluaran MW/RF disebut efisiensi *drain*. Secara matematis, efisiensi *drain* didefinisikan sebagai perbandingan antara daya keluaran MW/RF dan daya masukan DC sebagai berikut:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad (2.15)$$

dengan P_{DC} adalah daya yang dihasilkan dari sumber DC, yaitu perkalian antara tegangan *drain-source* dan arus *drain*.

Selain itu, parameter lain yang sering digunakan adalah efisiensi penambahan daya (PAE), yang dinyatakan oleh

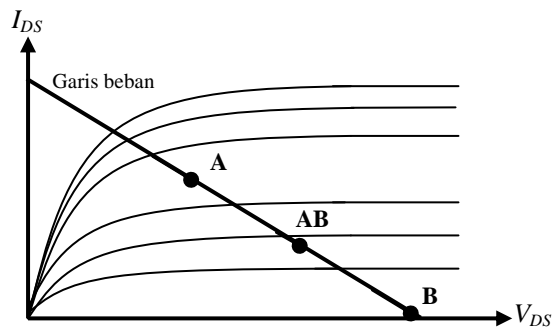
$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \quad (2.16)$$

Dengan memperhatikan Persamaan (2.14) dan Persamaan (2.15), Persamaan (2.16) dapat disusun kembali menjadi:

$$PAE = \eta \left(1 - \frac{1}{G} \right) \quad (2.17)$$

2.3.3 Klasifikasi

Kelas penguat ditentukan oleh *bias* yang diberikan pada transistor. Terdapat beberapa kelas penguatan yang berbeda. Kelas-kelas yang populer adalah kelas A, B, dan AB. Gambar 2.5 menunjukkan titik kerja masing-masing kelas penguat daya.



Gambar 2.5 Titik-titik *bias* yang mungkin untuk penguat kelas A, B, dan AB.

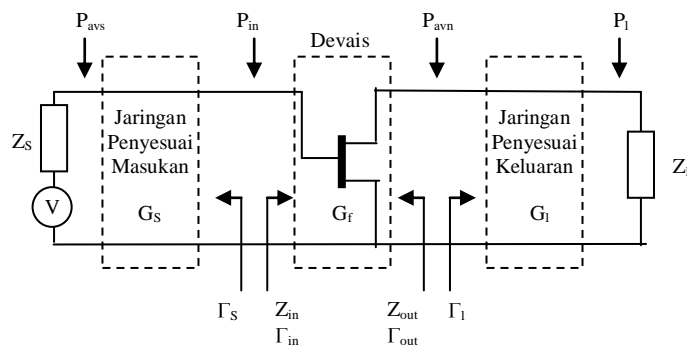
Pada penguat kelas A, kondisi *bias* memungkinkan arus keluaran mengalir setiap saat berkaitan dengan sudut konduksi transistor sebesar 360° . Penguat kelas A merupakan tipe penguat yang sangat linear dan memiliki efisiensi maksimum 50%.

Sementara itu, penguat kelas B memiliki sudut konduksi 180° . Efisiensi maksimumnya 78,5% sehingga lebih efisien daripada penguat kelas A. Akan tetapi, linearitas penguat kelas B lebih rendah dibandingkan kelas A dan, akibatnya, keluarannya mengalami distorsi.

Penguat kelas AB didesain untuk melakukan *trade-off* antara linearitas dan efisiensi. Pada penguat kelas AB, arus drain mengalir pada sudut konduksi antara 180° dan 360° dari sinyal input. Efisiensi kelas ini antara 50% dan 78.5%.

2.3.4 Perancangan

Perancangan penguat daya dikerjakan setelah proses pemodelan selesai. Seperti disinggung sebelumnya, konfigurasi penguat yang digunakan umumnya konfigurasi *source* bersama. Diagram penguat daya termasuk jaringan penyesuai masukan dan keluarannya ditunjukkan pada Gambar 2.6.



Gambar 2.6 Diagram penguat daya *source* bersama dengan jaringan penyesuai masukan dan keluaran.

Pada Gambar 2.6 kita dapat mendefinisikan $\Gamma_{out} = S_{22}$ dan $\Gamma_{in} = S_{11}$. Agar diperoleh *maximum unilateral transducer power gain* (G_{umaks}), penyesuai

impedansi didesain sedemikian sehingga menghasilkan $\Gamma_L = S_{22}^*$ dan $\Gamma_s = S_{11}^*$.

Gain yang diperoleh adalah [24]

$$G_{umaks} = \frac{|S_{21}|^2}{(1-|S_{11}|^2)(1-|S_{22}|^2)} \quad (2.14)$$

dengan Γ_{out} adalah koefisien refleksi output, Γ_{in} adalah koefisien refleksi input, S_{11} koefisien refleksi pada port 1 ketika tidak ada daya masukan dari port 2, dan S_{22} adalah koefisien refleksi pada port 2 untuk kondisi *matched termination* pada port 1. S_{11}^* dan S_{22}^* berturut-turut merupakan *complex konjugate* dari S_{11} dan S_{22} .

Perancangan penguat linear dapat dibagi dalam dua kategori, yaitu penguat linear sinyal kecil dan penguat linear sinyal besar. Pada desain penguat linear yang bekerja pada *swing* sinyal yang kecil, misalnya pada aplikasi LNA, data parameter-S masih merupakan parameter yang sangat berguna sehingga desain rangkaian penyesuai impedansi dapat menggunakan data parameter-S yang disediakan pabrik.

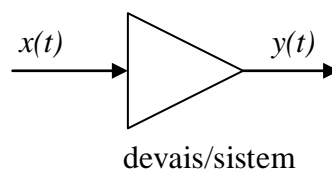
Di lain pihak, perancangan penguat linear sinyal besar lebih kompleks daripada perancangan untuk sinyal kecil. Pada penguat sinyal besar, harga parameter S mulai berubah pada *swing* sinyal yang besar. Proses desain yang paling baik adalah dimulai dari penyusunan model transistor secara lengkap, terutama model nonlinear yang *powerful*. Dengan model nonlinear yang diperoleh, selanjutnya dapat dihasilkan parameter-S yang bergantung daya (*power dependent S-parameter*), Parameter-S ini digunakan untuk merancang penyesuai impedansi. Akan tetapi, jika daerah operasi transistor didekati sebagai daerah

linear sempurna, model sinyal kecil dapat dipakai, mengingat untuk mendapatkan model nonlinear bukanlah hal yang mudah. Pada operasi kelas A, parameter-S dapat juga digunakan sebagai aproksimasi kasar terhadap kinerja sinyal besar.

Pada penguat daya, rangkaian keluaran merupakan bagian yang menentukan. Rangkaian keluaran dirancang terlebih dahulu, guna memperoleh daya keluaran yang maksimum. Selanjutnya, rangkaian masukan dioptimasi untuk memenuhi parameter perancangan yang lain.

2.4 Sistem Linear dan Nonlinear

Pada dasarnya, semua devais memiliki sifat linear dan nonlinear sekaligus. Devais dikatakan linear apabila sifat nonlinearnya sangat kecil sehingga dapat diabaikan. Penguat daya, misalnya, yang dioperasikan dengan sinyal masukan kecil, sifat linearnya akan lebih dominan dibandingkan dengan sifat nonlinearnya sehingga sifat nonlinearnya dapat diabaikan. Akan tetapi, jika ia diberi sinyal masukan besar, sifat nonlinearnya memberikan pengaruh yang cukup dominan dan tidak dapat diabaikan.



Gambar 2.7 Devais/sistem dengan masukan $x(t)$ dan keluaran $y(t)$.

Untuk memahami sifat linear dan nonlinear devais, tinjau sebuah sistem dengan masukan $x(t)$ dan keluaran $y(t)$ seperti yang diilustrasikan pada Gambar 2.7. Secara umum, keluaran suatu devais dapat diungkapkan menggunakan deret Taylor sebagai berikut:

$$y(t) = k_0 + k_1[x(t) - x_0] + k_2[x(t) - x_0]^2 + k_3[x(t) - x_0]^3 + \dots \quad (2.15)$$

dengan $x(t)$ berkaitan dengan komponen AC, x_0 berkaitan dengan komponen DC (titik kerja), dan k_n adalah koefisien distorsi orde ke-n. Secara matematis, koefisien distorsi orde ke-n dinyatakan oleh:

$$k_n = \frac{1}{n!} \frac{\partial^n}{\partial x^n} [y(t)]_{x=x_0} \quad (2.16)$$

Dua term pertama pada Persamaan (2.15) menunjukkan sifat linear, sedangkan term-term berikutnya menunjukkan sifat nonlinear dari devais. Jika $[x(t) - x_0]$ kecil, term ketiga, keempat, dan seterusnya pada Persamaan (2.15) nilainya sangat kecil dan dapat diabaikan. Dengan kata lain, sifat nonlinearnya dapat diabaikan sehingga Persamaan (2.15) menjadi

$$y(t) = k_0 + k_1[x(t) - x_0] \quad (2.17)$$

yang merupakan persamaan linear.

Pada rangkaian elektronika, sifat nonlinear devais umumnya tidak diinginkan, terutama untuk devais yang hendak diaplikasikan pada suatu sistem yang sifat linearnya menjadi syarat utama yang harus dipenuhi. Pada sistem komunikasi multikanal, misalnya, sifat nonlinear penguat daya dapat mengakibatkan sinyal keluaran terdistorsi dan muncul komponen-komponen

frekuensi baru yang dapat berinterferensi dengan kanal lain yang berdekatan. Sifat nonlinear hanya diperlukan pada rangkaian seperti mixer dan pelipat ganda frekuensi atau dalam kasus tertentu yang sifat nonlinearnya dapat dieksploitasi untuk keperluan fungsi tertentu.

2.5 Metode Analisis Nonlinear

2.5.1 Metode deret Volterra

Deret Volterra pertama kali diperkenalkan oleh ahli matematika Italia, Vito Volterra. Penerapannya pada analisis rangkaian nonlinear dilakukan oleh Norbert Wiener, yang menggunakannya secara umum untuk menganalisis berbagai masalah termasuk spektrum sistem FM dengan masukan derau Gauss (*Gaussian noise input*). Setelah itu, deret Volterra banyak digunakan untuk menghitung distorsi kecil pada penguat transistor dan sistem lainnya.

Dalam analisis deret Volterra, rangkaian digambarkan sebagai kombinasi dari elemen linear dan nonlinear. Termasuk elemen-elemen linear adalah resistor, kapasitor, jalur transmisi, dan lain-lain. Elemen-elemen nonlinear diungkapkan dalam ekspansi deret Taylor dari karakteristik I-V atau Q-V transistor. Sebagai contoh, tinjau sebuah resistor nonlinear yang memiliki karakteristik I-V:

$$I = f(V) \tag{2.18}$$

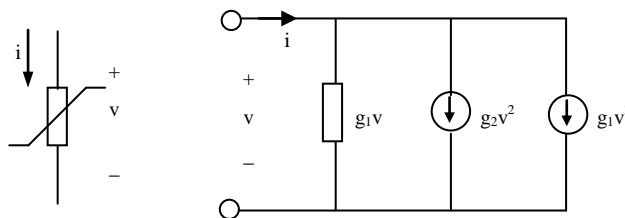
dinyatakan dalam deret Taylor di sekitar titik kerja (V_0, I_0):

$$I_0 + i = I_0 + \left. \frac{df}{dV} \right|_{V=V_0} v + \frac{1}{2} \left. \frac{d^2 f}{dV^2} \right|_{V=V_0} v^2 + \frac{1}{2} \left. \frac{d^3 f}{dV^3} \right|_{V=V_0} v^3 + \dots \tag{2.19}$$

dengan i dan v adalah arus dan tegangan sinyal kecil. Untuk arus dan tegangan sinyal kecil, turunan pada sebarang titik kerja adalah konstan. Dengan demikian, pada titik kerja tertentu, Persamaan (2.19) dapat ditulis:

$$i = g_1 v + g_2 v^2 + g_3 v^3 + \dots \quad (2.20)$$

Rangkaian ekivalen resistor nonlinear sesuai analisis deret Volterra diilustrasikan pada Gambar 2.8 [19].



Gambar 2.8 Resistor nonlinear dapat diubah menjadi resistor linear paralel dengan sumber arus nonlinear.

Deret Taylor hanya berlaku untuk simpangan kecil dari nilai tengahnya, jadi ungkapan pada Persamaan (2.20) untuk arus sinyal kecil hanya valid jika $v \ll V_0$ dan $I \ll I_0$. Syarat ini merupakan batasan dasar dari analisis deret Volterra: analisis deret Volterra hanya berlaku jika eksitasinya cukup kecil sehingga turunan karakteristik I-V tetap konstan terhadap deviasi tegangan dan arus ac dari titik kerja. Jadi, analisis deret Volterra hanya cocok untuk rangkaian nonlinear lemah.

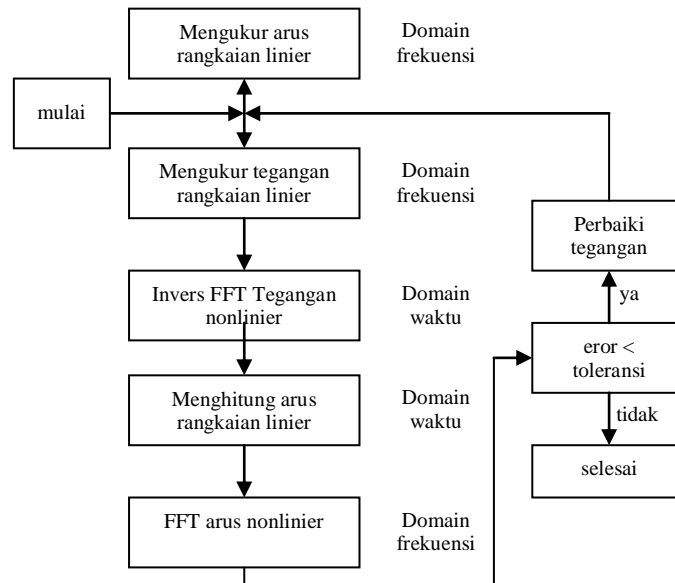
Implementasi yang sangat umum dari analisis deret Volterra menggunakan suatu teknik yang disebut metode arus nonlinear. Pada metode ini, setiap elemen

rangkaian nonlinear diganti oleh elemen linear paralel dengan sejumlah sumber arus. Nonlinearitas elemen diungkapkan oleh sumber-sumber arus tersebut. Arus pada setiap orde nonlinearitas bergantung pada tegangan elemen orde-orde yang lebih rendah, jadi arus dihitung secara berulang-ulang. Tegangan elemen orde pertama dihitung, kemudian arus orde kedua. Rangkaian kemudian diberi arus orde kedua dan tegangan elemen orde kedua diperoleh. Arus orde ketiga diperoleh dari tegangan orde pertama dan kedua, dan proses ini berulang hingga semua produk campuran dari semua orde ditemukan.

2.5.2 Metode keseimbangan-harmonik

Metode yang cocok untuk menganalisis rangkaian/sistem nonlinear kuat, seperti mixer, osilator, dan pelipatganda frekuensi, adalah analisis keseimbangan harmonik (*harmonic-balance*). Metode ini memisahkan rangkaian menjadi dua subrangkaian, yaitu subrangkaian linear dan subrangkaian nonlinear. Subrangkaian linear terdiri dari komponen-komponen linear, tidak bergantung pada bias, dan dianalisis dalam domain frekuensi. Sementara itu, subrangkaian nonlinear terdiri dari komponen-komponen nonlinear, bergantung pada bias, dianalisis dalam domain waktu. Transformasi antara domain waktu dan domain frekuensi dilakukan menggunakan analisis Fourier.

Berbeda dengan analisis deret Volterra, metode keseimbangan harmonik memerlukan iterasi dan transformasi Fourier. Diagram alir analisis keseimbangan harmonik diilustrasikan pada Gambar 2.9.



Gambar 2.9 Diagram alir analisis keseimbangan harmonik.

2.6 Karakterisasi Distorsi Intermodulasi Dua-nada

Sebelum mendiskusikan tentang karakterisasi distorsi intermodulasi (IMD), tinjau kembali deret Taylor pada Persamaan (2.15). Persamaan tersebut dapat kita tulis lagi, sampai orde ketiga, dalam bentuk sebagai berikut:

$$v_o = k_1 v_i + k_2 v_i^2 + k_3 v_i^3 \quad (2.21)$$

dengan v_i dan v_o berturut-turut merupakan tegangan masukan dan keluaran. Persamaan (2.21) digunakan untuk melihat keluaran yang dihasilkan oleh devais/sistem nonlinear, penguat daya misalnya.

Pada analisis dua-nada, sistem diberi masukan serempak berupa dua nada dengan frekuensi berbeda, ω_1 dan ω_2 , dan secara matematis dituliskan [3]:

$$v_i = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t) \quad (2.22)$$

dengan A_1 dan A_2 adalah amplitudo masukan pertama dan kedua. Jika Persamaan (2.22) disubstitusikan ke Persamaan (2.21), diperoleh

$$v_o = k_1 \left[A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t) \right] + k_2 \left[A_1^2 \cos^2(\omega_1 t) + A_2^2 \cos^2(\omega_2 t) + 2A_1 A_2 \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) \right] + k_3 \left[A_1^3 \cos^3(\omega_1 t) + A_2^3 \cos^3(\omega_2 t) + 3A_1^2 A_2 \cos^2(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) + 3A_1 A_2^2 \cos(\omega_1 t) \cos^2(\omega_2 t) \right] \quad (2.23)$$

dengan menggunakan identitas trigonometri:

$$\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} \left[\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta) \right]$$

maka Persamaan (2.29), setelah disusun, menjadi

$$v_o = \frac{1}{2} k_2 \left[A_1^2 + A_2^2 \right] + A_1 \left[1 + \frac{3}{2} k_3 \left(A_1^2 + A_2^2 \right) \right] \cos(\omega_1 t) + A_2 \left[1 + \frac{3}{2} k_3 \left(A_2^2 + A_1^2 \right) \right] \cos(\omega_2 t) + \frac{1}{2} k_2 A_1^2 \cos(2\omega_1 t) + \frac{1}{2} k_2 A_2^2 \cos(2\omega_2 t) + k_2 A_1 A_2 \left[\cos((\omega_1 - \omega_2)t) + \cos((\omega_1 + \omega_2)t) \right] + \frac{1}{4} k_3 A_1^3 \cos(3\omega_1 t) + \frac{1}{4} k_3 A_2^3 \cos(3\omega_2 t) + \frac{3}{4} k_3 A_1^2 A_2 \left[\cos((2\omega_1 - \omega_2)t) + \cos((2\omega_1 + \omega_2)t) \right] + \frac{3}{4} k_3 A_1 A_2^2 \left[\cos((2\omega_2 - \omega_1)t) + \cos((2\omega_2 + \omega_1)t) \right] \quad (2.24)$$

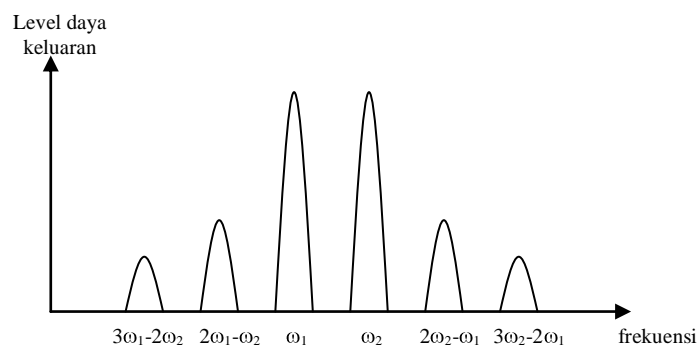
Persamaan (2.24) menunjukkan bahwa keluaran sistem nonlinear didominasi oleh dua frekuensi fundamental, ω_1 dan ω_2 . Perhatikan bahwa kedua frekuensi fundamental tersebut berkaitan dengan bagian linear dari respon keluaran. Selain itu, muncul kontribusi dua level DC (frekuensi nol), harmonik orde kedua, dan orde ketiga. Amplitudo setiap komponen frekuensi keluaran dapat dilihat pada Tabel 2-1. Sementara itu, dengan menggunakan transformasi Fourier, spektrum keluaran sistem adalah seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.10.

Tabel 2-1

Komponen frekuensi keluaran dan amplitudo yang berkaitan.

Frekuensi	Amplitudo
DC	$\frac{1}{2}k_2(A_1^2 + A_2^2)$
ω_1	$A_1\left[\frac{1}{2}k_1 + \frac{3}{2}k_3\left(\frac{1}{2}A_1^2 + A_2^2\right)\right]$
ω_2	$A_2\left[\frac{1}{2}k_1 + \frac{3}{2}k_3\left(\frac{1}{2}A_2^2 + A_1^2\right)\right]$
$2\omega_1$	$\frac{1}{2}k_2A_1^2$
$2\omega_2$	$\frac{1}{2}k_2A_2^2$
$ \omega_1 - \omega_2 $ dan $\omega_1 + \omega_2$	$\frac{1}{2}k_2A_1A_2$
$3\omega_1$	$\frac{1}{4}k_3A_1^2$
$3\omega_2$	$\frac{1}{4}k_3A_2^2$
$2\omega_1 - \omega_2$ dan $2\omega_1 + \omega_2$	$\frac{3}{4}k_3A_1^2A_2$
$2\omega_2 - \omega_1$ dan $2\omega_2 + \omega_1$	$\frac{3}{4}k_3A_1A_2^2$

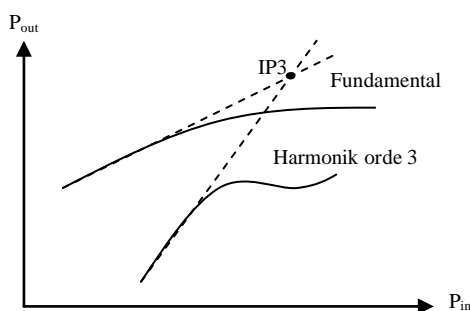
Puncak spektrum, yang memiliki level daya paling tinggi, adalah komponen fundamental, ω_1 dan ω_2 . Berikutnya, komponen harmonik yang paling dekat dengan komponen fundamental adalah komponen orde ketiga (3^{rd} order) yaitu frekuensi $2\omega_1 - \omega_2$ dan $2\omega_2 - \omega_1$. Sistem pemancar-penerima biasanya mempunyai lebar pita yang tidak begitu lebar sehingga komponen sinyal orde ketiga (orde ganjil) ini menjadi penting. Sementara itu, komponen orde dua (orde genap) letaknya cukup jauh dan biasanya dapat diatasi dengan menggunakan filter.



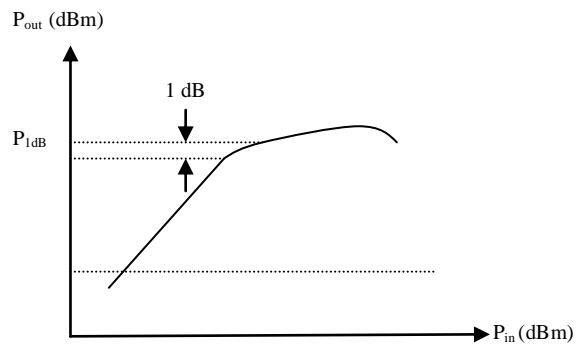
Gambar 2.10 Spektrum keluaran penguat daya untuk masukan dua nada.

Setiap komponen daya mempunyai hubungan masukan-keluaran yang berbeda. Komponen sinyal fundamental dan komponen sinyal orde ketiga mempunyai hubungan masukan-keluaran seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.11. Titik perpotongan antara komponen fundamental dan komponen harmonik orde ketiga disebut IP3. Semakin besar IP3, level daya komponen harmonik orde ketiga semakin kecil dibandingkan dengan komponen fundamental. Hal ini menunjukkan bahwa semakin besar IP3, linearitas penguat tersebut semakin baik.

Selain IP3, parameter lain yang juga penting dalam menggambarkan linearitas penguat adalah daya keluaran pada titik kompresi 1 dB (P_{1dB}). P_{1dB} adalah daya keluaran (pada daerah nonlinear) saat gain daya turun sebesar 1 dB dari gain linearnya. Ilustrasi P_{1dB} dapat dilihat pada Gambar 2.12.



Gambar 2.11 Titik perpotongan IMD orde ketiga dan fundamental (IP3).



Gambar 2.12 Ilustrasi letak titik 1 dB di bawah kompresi gain (P_{1dB}).